Л. М. Бойчук,
Ю. В. Костенко

Бесконтактные схемы автоматического управления асинхронными двигателями

В книге рассмотрены бесконтактные реверсивные и нереверсивные схемы управления двух- и трехфазными асинхронными электродвигателями с использованием магнитных усилителей, сериесных трансформаторов, транзисторов и тиристоров. Приведены краткие характеристики бесконтактных элементов и асинхронных двигателей, применяемых в этих схемах. Даны рекомендации по выбору параметров описанных схем.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся проектированием и эксплуатацией автоматизированных электроприводов.

В книге рассмотрены бесконтактные реверсивные и нереверсивные схемы управления двух- и трехфазными асинхронными электродвигателями с использованием магнитных усилителей, сериесных трансформаторов, транзисторов и тиристоров. Приведены краткие характеристики бесконтактных элементов и асинхронных двигателей, применяемых в этих схемах. Даны рекомендации по выбору параметров описанных схем.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся проектированием и эксплуатацией автоматизированных электроприводов.

Л. М. Бойчук,
Ю. В. Костенко

Бесконтактные схемы автоматического управления асинхронными двигателями

Киев
1967

6П2. 15
Б77

УДК 621.313.333

Рецензент *Л. А. Радченко*, канд. техн. наук
Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи
Заведующий редакцией инж. *Р. П. Рак*

3-3-13
117-67

ХАРЬКОВСКАЯ КНИЖНАЯ
ТИПОГРАФИЯ «КОММУНИСТ»

Основным типом привода промышленных механизмов в СССР является электрический привод, который потребляет около 70% вырабатываемой электроэнергии. Большая часть этого потребления приходится на электроприводы переменного тока с асинхронными двигателями, получившими наиболее широкое распространение в промышленности. В связи с этим вопросы совершенствования этих приводов приобретают первостепенное значение.

К современным системам электропривода предъявляются все более возрастающие требования по удобству управления и обслуживания, надежности и простоте конструкции, малой мощности сигналов управления и др. Наиболее полно этим требованиям удовлетворяют бесконтактные автоматизированные электроприводы с асинхронными двигателями, выполненные с применением магнитных усилителей, сериесных трансформаторов, транзисторов и тиристоров.

В последние годы как в нашей стране, так и за рубежом появилось большое число работ, посвященных бесконтактным схемам управления и опубликованных, в основном, в периодической печати. Цель написания настоящей книги — ознакомить читателя с основными и перспективными схемами, методами расчета и выбора их элементов.

Особое внимание уделено новой конструкции асинхронного двигателя с индукционным роторным сопротивлением, применение которого дает возможность создать бесконтактные системы привода с широким диапазоном регулирования скорости при высокой жесткости статических характеристик. В книге приведены также оригинальные схемы

динамического торможения асинхронных двигателей с применением тиристоров.

При работе над книгой были использованы результаты работы авторов в Институте электротехники АН УССР и Институте кибернетики АН УССР.

Авторы выражают свою признательность канд. техн. наук Л. А. Радченко, сделавшему ряд ценных замечаний при рецензировании рукописи.

Все замечания и пожелания просим направлять по адресу: *Киев, 4, Пушкинская, 28, издательство «Техніка»*.

I. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ БЕСКОНТАКТНЫХ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

1. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Широкое и разнообразное применение магнитных усилителей в различных системах автоматики, и в частности в автоматизированном электроприводе, обусловлено ценными качествами, присущими этим усилителям. Основные из них: высокая надежность в эксплуатации, практически неограниченный срок службы, большая стойкость к ударным нагрузкам и вибрациям, постоянная готовность к работе, отсутствие электрической связи между входными и выходными цепями, возможность суммирования большого количества сигналов, не связанных электрически.

В системах электропривода переменного тока магнитные усилители используются как для целей суммирования и усиления управляющих сигналов (как входной каскад усиления в многокаскадных схемах), так и для работы в качестве выходных каскадов, включенных в статорную или роторную цепь асинхронного двигателя. Кроме того, магнитные усилители могут использоваться в качестве бесконтактных реле, измерительных элементов, для создания нелинейных обратных связей.

В автоматизированном электроприводе переменного тока используются разнообразные схемы магнитных усилителей. Применяются схемы одно- и трехфазные, реверсивные и нереверсивные, с выходом на переменном и постоянном токе. Использование каждой из этих схем обусловливается ее особенностями и требованиями, предъявляемыми к электроприводу.

Простейший тип магнитного усилителя — дроссель насыщения (рис. 1, *а**) — имеет очень малый коэффициент усиления. В настоящее время дроссели насыщения применяются в системах автоматизированного электропривода только в качестве выходных каскадов, управ-

* На рис. 1, *а* и 2 обмотки управления магнитных усилителей не показаны.

ляющих относительно мощными двух- и трехфазными асинхронными двигателями.

Высокое значение коэффициента усиления магнитного усилителя можно получить при использовании обмотки положительной обратной связи по току нагрузки (рис. 1, *б*) или включением выпрямителей в цепи нагрузочных обмоток (самонасыщение) (рис. 2, *а*). При использовании первого способа снижается к. п. д. и увеличиваются габариты усилителей. Кроме того, при включении в цепь нагрузки индуктивного сопротивления обмотки обратной связи уменьшается линейность нагрузочной характеристики магнитного усилителя $I_н = f(I_у)$. Второй способ

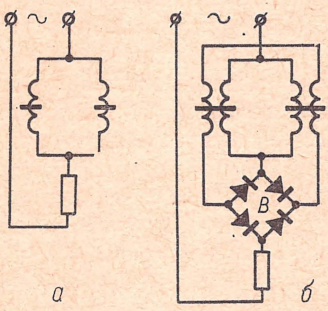

Рис. 1. Схемы магнитных усилителей:

а — дроссель насыщения; *б* — магнитный усилитель с внешней обратной связью по току нагрузки.

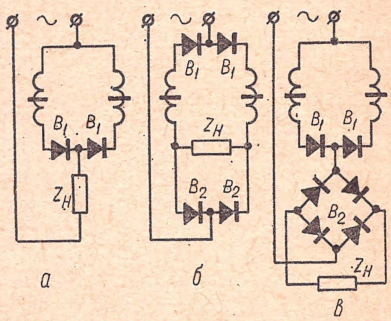

Рис. 2. Схемы однофазных усилителей с самонасыщением.

не имеет этих недостатков. В настоящее время применяются в основном магнитные усилители, выполненные по схемам с самонасыщением, поскольку эти схемы дают возможность получить максимальное значение коэффициента усиления при минимальных габаритах.

На рис. 2* приведены наиболее распространенные схемы однофазных магнитных усилителей с самонасыщением. Схема на рис. 2, *а* дает возможность получить переменное напряжение на нагрузке. Для получения выпрямленного напряжения на нагрузке применяются схемы, показанные на рис. 2, *б* и *в*. При выборе схемы рис. 2, *б* или 2, *в* необходимо учитывать их особенности — для первой требуется меньшее количество выпрямителей, а

вторая характеризуется большей крутизной рабочего участка зависимости $I_н = f(I_у)$ [31]. Кроме того, схема на рис. 2, *в* исключает влияние характера нагрузки на режим работы магнитного усилителя. Поэтому при работе с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока магнитный усилитель нужно включить по схеме рис. 2, *в*. Если магнитный усилитель включен по схеме рис. 2, *б*, то индуктивность нагрузки может быть скомпенсирована шунтированием нагрузки достаточно большой емкостью или включением параллельно нагрузке цепочки *RC* с параметрами:

$$R = R_н;\ C = \frac{L_н}{R_н^2}.$$

В качестве вентилей B_1 и B_2 могут быть использованы селеновые, германиевые или кремниевые выпрямители. Для определения количества выпрямительных элементов в этих вентилях необходимо знать величину обратного напряжения $U_{обр}$ и среднее значение тока через вентиль $I_{ср}$. Величина обратного напряжения, приложенного к вентилю в течение нерабочего полупериода, зависит от схемы включения усилителя. В схемах на рис. 2, *а* и *б* обратное напряжение на вентиле B_1 зависит от параметров усилителей и выпрямителей. Величина $U_{обр}$ на вентиле B_1 в цепи нагрузочной обмотки, сердечник которой не насыщен, определяется падением напряжения на нагрузочной обмотке с насыщенным сердечником и соединенном с ней последовательно отпертом вентиле. В промежутки времени, когда оба сердечника не насыщены, величина $U_{обр}$ равна разности между напряжением источника питания $U_с$ и э. д. с. нагрузочной обмотки. Эта разность во много раз меньше напряжения источника питания. В практических схемах вентиль B_1 следует выбирать на напряжение, равное падению напряжения на активном сопротивлении нагрузочной обмотки. Для усилителей мощностью 100 *вт* и выше это падение напряжения не превышает 10% величины напряжения источника питания.

При выборе вентилей B_1 необходимо учитывать, что в течение первой половины периода после подключения магнитного усилителя к источнику питания э. д. с. нагрузочной обмотки равна нулю, а обратное напряжение на этом вентиле — напряжению источника питания. Поэтому, если применяются выпрямители, допускающие кратковременные перенапряжения (селеновые), вентиль

B_1 (количество выпрямительных элементов, включенных последовательно) следует выбирать на напряжение, равное падению напряжения на активном сопротивлении цепи нагрузочной обмотки. При использовании выпрямителей, не допускающих кратковременных превышений обратного напряжения (германиевые или кремниевые), вентиль B_1 необходимо выбрать на максимальное значение напряжения источника питания.

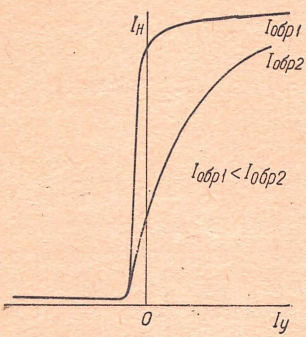

Рис. 3. Характеристики магнитного усилителя с самонасыщением при различных значениях обратного тока выпрямителей.

Для вентилей B_1 в схеме рис. 2, *в*, а также для вентилей B_2 в схемах рис. 2, *б* и *в* максимальное обратное напряжение равно максимальному значению напряжения источника питания. Практически в результате падения напряжения в цепях нагрузочных обмоток обратное напряжение на этих вентилях на 10—15% меньше напряжения источника питания [34].

Выпрямители в схемах на рис. 2 выбираются по среднему значению проходящего через них тока $I_{ср}$. Для выпрямителей B_1 в схеме рис. 2, *а*

$$I_{ср} = \frac{I}{2},$$

где I — действующее значение тока нагрузки.

Для выпрямителей B_1 и B_2 в схемах на рис. 2, *б* и *в*

$$I_{ср} = \frac{I_{н.ср}}{2},$$

где $I_{н.ср}$—среднее значение выпрямленного тока нагрузки.

При выборе типа выпрямителя необходимо учитывать требования, предъявляемые к его электрическим характеристикам в зависимости от роли вентиля в схеме усилителя. Вентиль B_1 в схемах магнитных усилителей с самонасыщением, показанных на рис. 2, является существенным элементом схемы, определяющим характеристики магнитного усилителя. В прямом направлении этот вентиль должен пропускать полный ток нагрузки при незначительном падении напряжения на нем, поскольку

наличие сопротивления выпрямителей в проводящем направлении снижает к. п. д. схемы и вызывает перегрев выпрямителя. Обратный ток выпрямителя $I_{обр}$ должен быть мал по сравнению с намагничивающим током усилителя. В противном случае, размагничивая сердечники, обратный ток выпрямителей уменьшает коэффициент уси-

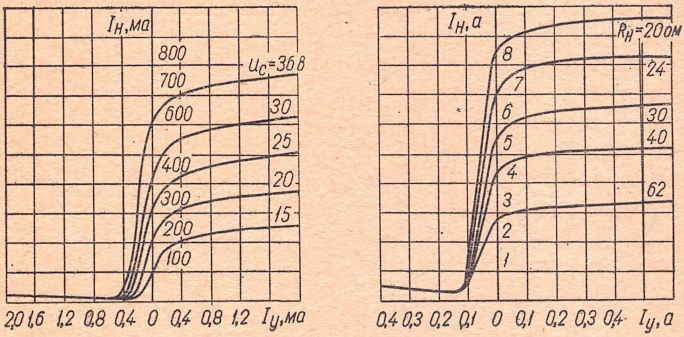

Рис. 4. Характеристики магнитного усилителя с самонасыщением при изменении:
а — напряжения источника питания; *б* — сопротивления нагрузки.

ления и максимальную выходную мощность магнитного усилителя. Чем больше величина обратного тока выпрямителя по сравнению с намагничивающим током, тем значительнее уменьшение коэффициента усиления (рис. 3).

При выборе типа выпрямителей для схем магнитных усилителей с самонасыщением следует помнить, что селеновые выпрямители по сравнению с германиевыми имеют большое сопротивление в проводящем направлении и, что особенно важно, большую величину обратного тока (табл. 1, 2, 3, 4).

Вентили B_2 в схемах на рис. 2, *б* и *в* используются для выпрямления тока нагрузки и не влияют на процессы в магнитной цепи усилителя. Относительно большой к. п. д. и небольшие размеры, приемлемые температурные характеристики в сочетании с высокой надежностью — требования, предъявляемые к вентилям B_2.

Нагрузочная характеристика $I_н = f(I_у)$ магнитного усилителя зависит от напряжения источника питания и сопротивления нагрузки. Характер этих зависимостей показан на рис. 4, где приведены нагрузочные характери-

стики, полученные экспериментально для серийных усилителей ТУМ-А3-11 (рис. 4, *а*) и УМЗП 25.50.31 (рис. 4, *б*).

Для регулирования напряжения на статоре трехфазного асинхронного двигателя применяется трехфазный магнитный усилитель или три однофазных усилителя, собранные по трехфазной схеме, показанной на рис. 5*. Выпрямители B в этой схеме выбираются так же, как выпрямители B_1 в схеме рис 2, *а*.

В системах автоматизированного электропривода применяются двухтактные (реверсивные) магнитные усилители. Выходное напряжение таких усилителей изменяет свою полярность (при выходе на постоянном токе) или фазу на 180° при изменении знака управляющего сигнала.

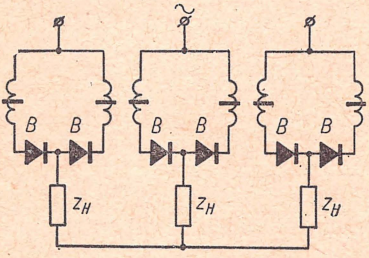

Рис. 5. Схема трехфазного усилителя с самонасыщением.

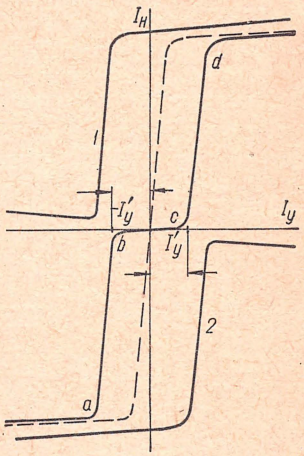

Рис. 6. Характеристики одно- и двухтактного магнитных усилителей.

Простейшие двухтактные магнитные усилители представляют собой два однотактных усилителя, включенных встречно на общую нагрузку. Обмотки управления однотактных усилителей включаются таким образом, чтобы при появлении на входе сигнала управления определенной полярности насыщались сердечники одного усилителя и размагничивались сердечники другого. При изменении полярности сигнала управления намагничивающие силы обмоток управления однотактных усилителей направлены в обратную сторону и фаза напряжения на нагрузке изменяется на 180°.

* На рис. 5 обмотки управления магнитных усилителей не показаны.

На рис. 6 приведены характеристики (*1* и *2*) однотактных магнитных усилителей. Характеристика двухтактного усилителя (*abcd*) получена при определении разности токов на выходе однотактных усилителей для различных значений тока управления. Построенная характеристика имеет зону нечувствительности (*bc*), в которой при изменении тока управления в пределах от 0 до $\pm I'_y$ ток в нагрузке равен нулю. Применяя начальное подмагничивание (смещение), можно переместить характеристики однотактных усилителей по направлению к оси ординат так, что зона нечувствительности в характеристике двухтактного усилителя исчезнет (рис. 6, штриховая линия).

Неидентичность однотактных магнитных усилителей, из которых состоит двухтактный, приводит к тому, что при отсутствии сигнала управления ток в нагрузке двухтактного усилителя не равен нулю. Подбором соответствующих величин токов смещения в каждом однотактном усилителе можно устранить и этот недостаток.

Для управления асинхронными двигателями используются и более сложные схемы двухтактных усилителей, подробно описанные в работе [12].

В СССР широко применяются магнитные усилители двух серий: ТУМ и УМП [27, 28].

Таблица 1

Селеновые выпрямители

Размеры, *мм*	15×15 или Ø 18	22×22 или Ø 25	30×30	40×40	60×60	75×75	90×90	100×100	100×200	100×300	100×400
Ток, *a*, в полупериодной схеме	0,04	0,075	0,15	0,3	0,6	1,2	1,5	2,0	4,0	6,0	8,0

2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Полупроводниковые диоды применяются в автоматизированном электроприводе переменного тока, главным образом в схемах

дроссельного электропривода (магнитные усилители с самонасыщением), а также в различных схемах управления (логические схемы и т. д.). В основном применяются селеновые, германиевые и кремниевые диоды.

Селеновые выпрямители (СВ) отличаются по величине переменного напряжения на один элемент (20—25—30—35—40—45 *в*) и допустимому значению выпрямленного тока (0,04—8 *а*), причем величина выпрямленного тока зависит только от полезной площади элемента (табл. 1). Селеновые выпрямители надежно работают при последовательном соединении, допуская суммарное напряжение до тысяч ампер, т. е. применяются в диапазоне мощностей от долей ватта до 10—15 *квт*. Селеновые выпрямители используются в интервале температур окружающего воздуха от —60 до +35° С, причем с понижением температуры (по сравнению с +20° С) увеличиваются прямое напряжение (незначительно) и обратный ток; при повышении температуры прямое напряжение уменьшается, а обратный ток изменяется (незначительно).

Селеновые вентили устойчивы к коммутационным перенапряжениям и перегрузкам, что объясняется большой площадью запирающего слоя и способностью «самовосстанавливаться» после пробоя. Допустимые перегрузки по току зависят от их длительности и могут быть в несколько раз больше номинальных нагрузок (двухкратная — в течение 250 *сек* и десятикратная — 12 *сек*). Прямое падение напряжения не превышает 1 *в* на один элемент [35].

Германиевые и кремниевые диоды по сравнению с селеновыми обладают следующими преимуществами: а) меньшим падением напряжения (больший к. п. д); б) большей допустимой величиной обратного напряжения; в) относительно меньшими размерами при одной и той же мощности; г) меньшей величиной обратного тока. Однако германиевые и кремниевые диоды менее устойчивы к коммутационным перенапряжениям и перегрузкам и требуют специальных схем для их последовательного и параллельного соединений.

Особенностью рассматриваемых диодов является то, что с повышением окружающей температуры у германиевых диодов незначительно увеличивается прямой ток и резко увеличивается обратный, а пробивное обратное напряжение уменьшается. У кремниевых диодов прямой

ток почти не зависит от температуры, обратный ток увеличивается относительно медленно, а пробивное напряжение можно считать неизменным [35].

Предельно допустимые эксплуатационные данные наиболее распространенных типов диодов, их допустимые перегрузки, условия охлаждения, величины последовательных и шунтирующих сопротивлений при параллельном и последовательном соединении диодов представлены в табл. 2, 3, 4.

Для повышения надежности надо избегать применения диодов в режимах, сочетающих предельно допустимые температуру, напряжение и ток. Рекомендуется все диоды применять при обратных напряжениях, не превышающих 80% предельно допустимого.

Транзисторы. В схемах приводов транзисторы наиболее целесообразно применять в режиме ключа, т. е. в любой данный момент времени транзистор заперт либо полностью открыт. В каждом из этих режимов мощность, рассеиваемая транзистором, относительно невелика. Транзистор в режиме ключа отличается высоким значением к. п. д.

$$\eta = \frac{P_н}{P_с} = 0{,}96 \div 0{,}99$$

и коэффициента использования

$$k_и = \frac{P_н}{P_{пот}} = 40 \div 100,$$

где $P_н$ — максимальная мощность в нагрузке;

$P_с$ — максимальная мощность, потребляемая из сети;

$P_{пот}$ — максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе.

В результате низкого значения $P_{пот}$ в некоторых случаях отпадает необходимость в охлаждающем радиаторе. Кроме того, транзистор в режиме ключа имеет хорошую температурную стабильность. Современные мощные плоскостные транзисторы, например типа П4 и П207, в ключевом режиме могут коммутировать мощность до 300 *вт* (П4) и до 2 *квт* (П207) [5].

Если транзистор работает в режиме ключа, то его ток и напряжение не должны превышать максимально допустимых значений (должны быть меньше примерно

Таблица 2

Германиевые диоды (мощные)

Тип диода	$U_{обр\ max}$, *в*	$I_{ср\ max}$, *а*		$I_{обр}$, *ма*	Допускаемая перегрузка	Параллельное соединение	Последовательное соединение	Охлаждение
		естественное охлаждение	обдув 2,5 *м/сек*					
ВГ-10-15	15	4	10	10	50 *а* в течение 0,2 *сек*	Последовательные сопротивления 0,01—0,02 *ом*	Шунтирующие сопротивления 2—3 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное и воздушное принудительное
ВГ-10-30	30	4	10	10				
ВГ-10-50	50	4	10	10				
ВГ-10-80	80	4	10	10				
ВГ-10-100	100	4	10	10				
ВГ-10-150	150	4	10	10				
ВГ-50-15	15	20	50	50	180 *а* в течение 0,25 *сек*	То же	1 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	То же
ВГ-50-30	30	20	50	50				
ВГ-50-50	50	20	50	50				
ВГ-50-80	80	20	50	50				
ВГ-50-100	100	20	50	50				
ВГ-50-150	150	20	50	50				

Таблица 3

Германиевые диоды (малой и средней мощности)

Тип диода	$I_{ср}$, *а*	$U_{обр}$, *в*	$I_{обр}$, *мка*	Допускаемая перегрузка	Параллельное соединение	Последовательное соединение	Охлаждение
Д7-А	0,3	50	100	1 *а* в течение 0,1 *сек*	Последовательные сопротивления 2—4 *ом*	Шунтирующие сопротивления 100 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное
Д7-Б	0,3	100	100				
Д7-В	0,3	150	100				
Д7-Г	0,3	200	100				
Д7-Д	0,3	300	100				

Д7-Е Д7-Ж	0,3 0,3	350 400	100 100	1 *а* в течение 0,1 *сек*	Последовательные сопротивления 2—4 *ом*	Шунтирующие сопротивления 100 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное	
Д302 Д303 Д304 Д305	1,0 3,0 5,0 10,0	200 150 150 50	1000 1000 3000 3000	1,5-кратная перегрузка в течение 5 *сек*	Подбор по величине прямого падения напряжения	10—15 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Медный радиатор толщиной 3 *мм* и диаметром, *мм*	40 60 80 155
Д1001 Д1001А Д1002 Д1002А Д1003А	0,1 2×0,1 0,3 2×0,3 2×0,3	2000 2×1000 2000 2×1000 2×500	150 150 300 300 300	6-кратная перегрузка в течение четверти периода	То же	4,0—4,5 *ком* при амплитуде обратного напряжения до 6 *кв*	Естественное	
Д1602А Д1602Б Д1602В	0,3 0,3 0,3	200 300 400	100 100 100	1 *а* в течение 0,1 *сек*	То же	50 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	То же	

в 2 раза из соображений надежности). Максимально допустимое напряжение современных транзисторов в режиме ключа составляет до 60 *в*, ток — до 25 *а*. Следует отметить, что при переходе транзистора из режима насыщения в режим запирания и наоборот его рабочая точка проходит через активную область с большой мгновенной мощностью рассеивания. Поэтому с увеличением частоты переключений потери в транзисторе могут значительно превзойти величину, полученную при расчете статического режима, и он может выйти из строя.

При эксплуатации транзисторов накладываются ограничения на рассеиваемую мощность, на обратные напряжения, на диапазон рабочих температур окружающей среды (для германиевых транзисторов от —60 до +90° С) и на максимальные значения токов в цепях электродов. Для увеличения надежности их не рекомендуется использовать в режимах, сочетающих предельно допустимые мощности,

Кремниевые диоды

Таблица 4

Тип диода	$I_{ср\ max}$, *а*	$U_{обр\ max}$, *в*	$I_{обр}$, *мка*	Допускаемая перегрузка	Параллельное соединение	Последовательное соединение	Охлаждение
Д202 Д203 Д204 Д205	0,4 0,4 0,4 0,4	100 200 300 400	500 500 500 500	6-кратная перегрузка в течение 0,5 *сек*	Последовательные сопротивления 5—8 *ом*	Шунтирующие сопротивления 70 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное с радиатором толщиной 1 *мм* и площадью 40 *см*^{2}
Д206 Д207 Д208 Д209 Д210 Д211	0,1 0,1 0,1 0,1 0,1 0,1	100 100 300 400 500 600	100 100 100 100 100 100	10-кратная перегрузка в течение 0,5 *сек*	Последовательные сопротивления 50 *ом*	100 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное
Д214 Д214А Д215 Д215А	5 10 5 10	100 100 200 200	3000 3000 3000 3000	3-кратная перегрузка в течение 0,5 *сек*	Подбор по величине прямого падения напряжения	10—15 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное с радиатором толщиной 3 *мм* и площадью 25—50 *см*^{2}
Д217 Д218	0,1 0,1	800 1000	50 50	Нет данных	Последовательное сопротивление 5 *ом*	Шунтирующие емкости 50 *пф*	Естественное
Д221 Д222	0,4 0,4	400 600	50 50	» »	Последовательное сопротивление 8 *ом*	70 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное с теплоотводом толщиной 1 *мм* и площадью 40 *см*^{2}

Д224 Д224А Д224Б	5 10 2	50 50 50	3000 3000 3000	» »	Нет данных	10—15 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное с теплоотводом толщиной 3 *мм* и площадью 10—50 *см*^{2}
Д226 Д226А Д226Б Д226В	0,3 0,3 0,3 0,3	400 300 400 300	30 30 100 100	1 *а* в течение 0,1 *сек*	Последовательные сопротивления 5 *ом* при суммарном токе до 0,6 *а*	Нет данных	Естественное
Д229А Д229Б	0,4 0,4	200 400	50 50	6-кратная перегрузка	Последовательные сопротивления 8 *ом*	Шунтирующие емкости 50 *пф*	Естественное с теплоотводом толщиной 1 *мм* и площадью 40 *см*^{2}
Д230А Д230Б	0,3 0,3	200 400	50 50	Нет данных	То же	То же	Естественное
Д231 Д231А Д231Б Д232 Д232А Д232Б Д233 Д233А	10 10 10 10 10 10 10 10	300 300 300 400 400 400 500 500	3000 3000 3000 3000 3000 3000 3000 3000	» »	Нет данных	10—15 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное с дополнительным теплоотводом

Продолжение табл. 4

Тип диода	$I_{ср\ max}$, *а*	$U_{обр\ max}$, *в*	$I_{обр}$, *мка*	Допускаемая перегрузка	Параллельное соединение	Последовательное соединение	Охлаждение	
Д242Б	2	100	2000	Нет данных	Нет данных	10—15 *ком* на 100 *в* обратного напряжения	Естественное с дополнительным теплоотводом	
Д243Б	2	200	3000					
Д244	5	50	3000					
Д244А	10	50	3000					
Д244Б	2	50	3000					
ВК-10	10	50—400	4000	То же	Разброс по прямому падению напряжения не выше 0,02 *в*	Нет данных	Принудительное воздухом со скоростью, *м/сек*	0
ВК-10	15	50—400	4000					5
ВК-10	20	50—400	4000					15
ВК-25	15	50—400	10000					0
ВК-25	25	50—400	10000					10
ВК-50	25	50—400	20000					0
ВК-50	50	50—400	20000					5
ВК-50	100	50—400	20000					15
ПВК-10	10	100—600	Нет данных	2-кратная перегрузка в течение 5 *сек*	То же	Шунтирующие цепочки: R=30 — 50 *ом* C = 3 — 5 *мкф*	То же	0
ПВК-50	50	100—600						1,8
ПВК-100	100	100—600						1,8
ПВК-200	200	100—500						15

напряжения и температуру. Наименьшее допустимое значение напряжения между коллектором и эмиттером получаем в том случае, когда цепь базы отключена или обладает высоким сопротивлением для постоянного тока. Для надежности работы, особенно при повышенной температуре, сопротивление цепи базы должно быть сравнительно небольшим (не более нескольких тысяч ом).

Таблица 5

Транзисторы

Тип транзистора	$U_{к.\,э}$, *в*	$I_к$, *а*	$R_б$, *ом*
П4А	50	5	$\leqslant 15$
П4Б	60	5	
П413	35	5	
П4Г	50	5	
П4Д	50	5	
П201	22	1,5	
П201А	22	1,5	$\leqslant 100$
П202	30	1,5	
П203	30	1,5	
П207	40	25	
П207А	40	25	
П208	60	25	$\leqslant 5$
П208А	60	25	
П209	40	12	
П209А	40	12	
П210	60	12	$\leqslant 10$
П210А	60	12	
П213	30	5	
П214	45	5	Нет данных
П214А	45	5	
П214Б	45	5	
П215	60	5	

В табл. 5 приведены предельно допустимые эксплуатационные данные и рекомендуемые сопротивления цепи базы для наиболее распространенных типов германиевых транзисторов.

При эксплуатации транзисторов следует уделять большое внимание коммутации ими индуктивной нагрузки. Во избежание получающихся перенапряжений транзисторы необходимо отключать только при токе нагрузки равном нулю. Схемная реализация на магнитных элементах такого принципа управления приведена, например, в работе [29].

Транзисторы можно соединять последовательно. В этом случае они шунтируются сопротивлениями при выполнении тех же требований, которые предъявляются к полупроводниковым диодам. При этом их цепи управления должны быть электрически развязаны [21]. При параллельном соединении транзисторов необходимо выровнять их мощности рассеяния, что достигается включением сопротивлений либо в цепях баз, либо в цепях эмиттеров или коллекторов [16].

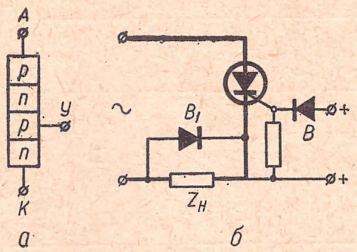

Рис. 7. Тиристор:
а — структура; *б* — схема включения в цепь переменного тока.

Тиристоры. Из электропривода тиристоры вытесняют не только вращающиеся преобразователи и электромашинные усилители, но и статические системы с ртутными выпрямителями и силовыми магнитными усилителями благодаря постоянной готовности к работе, почти полному отсутствию ухода, высокому к. п. д., ограниченному сроку службы и небольшим габаритам.

Тиристор — это кремниевый полупроводниковый прибор, имеющий одновременно свойства транзистора и переключающегося диода *. Достоинства тиристоров способствуют их широкому применению в приводах переменного тока.

Крайние два слоя тиристора проводимостью *p*- и *n* являются соответственно анодом *А* и катодом *К*. К внутреннему слою с проводимостью *p*- присоединяется управляющий электрод *У* (рис. 7, *а*).

В схеме на рис. 7, *б* вентиль предназначен для защиты тиристора от перенапряжений при коммутировании индуктивной нагрузки $Z_н$.

---

* Существуют также тиристоры — германиевые управляемые диоды, которые, однако, находят ограниченное применение.

При отсутствии тока управления тиристор заперт, причем его сопротивление при этом очень высоко (рис. 8). Прямая ветвь вольт-амперной характеристики фактически представляет собой обратную характеристику центрального p-n-перехода. Превышение напряжения выше определенной величины $U_{пер}$ — напряжения переключения — вызывает переключение прибора в проводящее состояние, причем ток равен при этом $I_{пер}$. Прямая характеристика тиристора при $I > I_{пер}$ является типичной для кремниевого диода с малым динамическим сопротивлением. Если затем уменьшить ток нагрузки ниже $I_{пер}$, то тиристор возвратится в закрытое состояние. На этом основан принцип работы тиристора при двухэлектродном включении. При трехэлектродном включении прямая характеристика тиристора зависит от величины тока управления $i_у$ (рис. 8). Увеличение тока управления уменьшает значение $U_{пер}$. Обратная характеристика тиристора является типичной для кремниевых диодов. При напряжении, большем $U_{обр}$, наступает пробой тиристора. За величину номинального напряжения принято $U_{ном} = 0{,}5U_{обр}$.

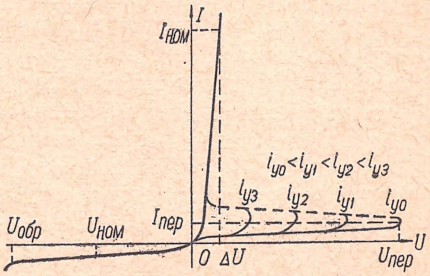

Рис. 8. Вольт-амперные характеристики тиристора.

Выпускаемые в настоящее время тиристоры имеют номинальное напряжение до 400 *в* и ток до сотен ампер. Коэффициент усиления по току порядка 1000—2000, время переключения до нескольких микросекунд, рабочий диапазон температур от —60 до +150° С, причем с увеличением температуры допустимые значения тока и напряжения уменьшаются. Падение напряжения на включенном тиристоре 0,6 — 1,4 *в*, коэффициент усиления по мощности примерно $(1{,}0 \div 1{,}5) \cdot 10^5$.

Тиристоры можно соединять последовательно, при этом расхождение их обратного тока должно быть не больше двухкратного значения при рабочем напряжении и номинальной нагрузке. Кроме того, они шунтируются сопротивлениями.

Величина шунтирующего сопротивления при последовательном соединении определяется по формуле

$$R_{ш} = \frac{U_{ном}}{5I_{обр}},$$

где $U_{ном}$ — номинальное напряжение;
$I_{обр}$ — обратный ток тиристора при номинальном напряжении.

Для деления перенапряжений, возникающих в переходных процессах, каждый тиристор дополнительно шунтируется емкостью и сопротивлением. Эти емкости следует присоединять через диод и сопротивление (рис. 9), так как при разряде емкости тиристор может быть поврежден. Такая схема заодно препятствует ложному включению через емкость анод — управляющий электрод при больших скоростях нарастания анодного напряжения [36, 40].

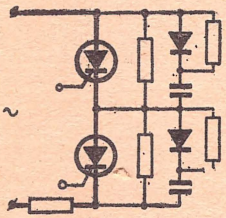

Рис. 9. Схема последовательного включения тиристоров.

Тиристоры могут работать параллельно, если обеспечено равномерное распределение токов, что достигается подбором их характеристик или включением последовательно с каждым тиристором активного или индуктивного сопротивления такого же порядка, как и для аналогичных кремниевых диодов. При параллельном соединении требуется одновременное включение тиристоров, для чего используются выравнивающие реакторы, которые соединяются последовательно с каждым тиристором; без этих реакторов тиристор с наименьшим потенциалом включения начнет действовать раньше и зашунтирует остальные тиристоры. Эти же реакторы (дроссели) после включения всех тиристоров выполняют функцию делителей тока.

Для управления тиристорами используются те же методы, что и для тиратронов: фазовое управление, управление напряжением постоянного тока, наложенным на синусоидальное напряжение, и импульсное управление. Особенно перспективны схемы импульсного управления. Следует отметить, что в отличие от транзисторов тиристоры открываются кратковременным (порядка 20 *мксек*) импульсом тока, причем при питании переменным током тиристор

пребывает в этом состоянии, пока напряжение на аноде не пройдет через нуль, т. е. аналогично тиратронам. При расчете цепи управления требуется, чтобы средняя мощность управления и мощность в импульсе не превышали допустимых значений (1,25—2,5 *вт* и 20—40 *вт* соответственно), а максимальное управляющее напряжение — примерно 10—20 *в*. Амплитудное значение тока управления должно быть не больше 1—2 *а*. Необходимо помнить, что на управляющий электрод запрещено подавать напряжение, отрицательное относительно катода. Поэтому для надежной работы в цепь управляющего электрода следует включить диод (см. рис. 7).

В СССР разработана серия тиристоров на ток 5—100 *а* и напряжение 25—300 *в* [5,36]. Работа тиристоров допустима при температуре окружающей среды от —40 до +65° С для ВКУ и от +5 до +30° С для ВКУВ. Номинальное рабочее напряжение (25—50—75—100—150—200—250—300 *в*) равно половине напряжения переключения или меньше. Величина обратного тока и пря-

Таблица 6

Тиристоры

Тип тиристора	$I_{ср}$, *а*	Охлаждение	Скорость воздуха, *м/сек*	Допустимая перегрузка
ВКУ-10	5	Естественное с радиатором	—	2-кратная в течение 5 *сек*
	10	Воздушное принудительное	10	
ВКУ-20	10	То же	—	То же
	20		10	
ВКУ-50	15	» »	—	» »
	50		15	
ВКУ-100	22	» »	—	2-кратная в течение 1 *сек*
	100		15	
ВКУВ-100	15	Водяное без циркуляции воды	—	То же
	100	Расход воды не менее 4 *л/мин*	—	

мого тока утечки при нормальном напряжении и запертом тиристоре не превышает 20 *ма*. Допустимая номинальная нагрузка при температуре окружающего воздуха +35° С и угле отпирания 180°, а также допустимые перегрузки приведены в табл. 6.

При увеличении температуры допустимая нагрузка и необходимый ток управления снижаются.

3. СЕРИЕСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Если номинальное напряжение двигателя больше номинального напряжения полупроводникового коммутирующего элемента *КЭ* — транзистора или тиристора — и перемотка двигателя нежелательна или невозможна, то управление с помощью *КЭ* может производиться двумя способами:

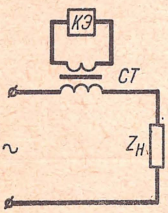

Рис. 10. Схема включения полупроводникового коммутирующего элемента через сериесный трансформатор.

1. Последовательное соединение *КЭ*. В этом случае они должны быть зашунтированы сопротивлениями, а их цепи управления должны быть электрически развязаны. Это приводит к существенному усложнению схемы. Кроме того, при максимальном токе нагрузки меньшем, чем допустимый ток *КЭ*, они недоиспользуются по мощности.

2. Включение *КЭ* через сериесные (согласующие) трансформаторы *СТ* (рис. 10), соединенные последовательно с нагрузкой [42, 43]. Такой способ пригоден в цепях переменного тока. Схема получается проще, чем в предыдущем случае, если по мощности достаточен только один *КЭ*. К достоинствам этого способа следует также отнести электрическую развязку цепи нагрузки и цепи управления, что важно в реверсивном электроприводе, и полное использование мощности *КЭ*. Кроме того, *СТ* дает возможность осуществить схемы реверсивного управления с меньшим числом *КЭ*. Недостаток этого способа заключается в увеличении веса и габаритов установки за счет *СТ* и во вносимом им запаздывании, равном нескольким полупериодам питающего напряжения.

Сериесный трансформатор рассчитывается на два заданных предельных режима: разомкнутой вторичной

обмотки, или холостого хода (х. х.) и замкнутой вторичной обмотки, или короткого замыкания (к. з.).

Принимаем, что в режиме х. х. напряжение, приложенное к первичной обмотке *СТ*, U_{10} примерно равно напряжению сети $U_с = 220$ *в*, а намагничивающий ток *СТ* в первичной обмотке I_{10} равен току холостого хода нагрузки. В режиме к. з. пренебрегаем рассеиванием *СТ*. Как показывают опыты, примерно 0,85—0,95 полного сопротивления *СТ* в режиме к. з. составляет активное сопротивление $R_{1к}$, обусловленное омическим сопротивлением обмоток *СТ* и остаточным сопротивлением *КЭ*. Это объясняется в частности тем, что коэффициент трансформации *СТ* по напряжению

$$k_н = \frac{U_{10}}{U_{20}} \gg 1,$$

где $U_{20} = 50 \div 70$ *в* — номинальное напряжение вторичной обмотки. Сопротивление вторичной цепи $R_{2к}$ пересчитывается пропорционально $k_н^2$.

Например, при $U_{10} = 220$ *в*, $U_{20} = 50$ *в* и $R_{2к} = 1$ *ом* пересчитанное сопротивление вторичной цепи

$$R'_{2к} = \left(\frac{U_{10}}{U_{20}}\right)^2 R_{2к} \approx 20 \text{ ом}.$$

Расчет *СТ* ведется исходя из заданного тока нагрузки в режимах х. х. и к. з.

Исходные данные для расчета: напряжение сети $U_с$, *в*, максимально допустимое напряжение *КЭ* $U_{max} = U_{20}$, *в*, ток нагрузки в режиме х. х. I_{10}, *а*, ток нагрузки в режиме к. з. $I_{1к}$, *а*, сопротивление нагрузки $r_н$, $x_н$, *ом*, геометрия и материал сердечника *СТ*, допустимая плотность тока j, *а/мм*^{2}, максимально допустимая индукция в сердечнике B_{max}, *тл*.

Напряжение на первичной обмотке в режиме х. х.:

$$U_{10} \approx 4{,}44 f W_1 Q_с B_{max} \text{ в}, \qquad (1)$$

где $Q_с$ — сечение стали сердечника;

W_1 — число витков первичной обмотки.

Сечение стали

$$Q_с = k_з a_с b_с \text{ м}^2, \qquad (2)$$

где $b_с$ — толщина набора, *м*;

$a_с$ — ширина пластины, *м*;

$k_з \approx 0{,}9$ — коэффициент заполнения сердечника сталью для толщины пластин 0,35 *мм*.

Зная B_{max}, по основной кривой намагничивания находим удельные ампер-витки первичной обмотки в режиме х. х.:

$$aw_{10} = \frac{I_{10}W_1}{l_{ср}} \text{ ав/м}, \qquad (3)$$

где $l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии, *м*.

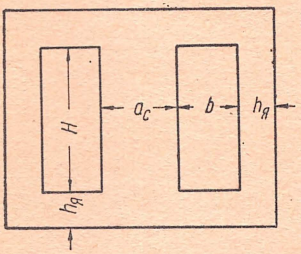

Рис. 11. Эскиз штампа трансформаторных пластин.

Удельные ампер-витки первичной обмотки в режиме к. з.

$$aw_{1к} = \frac{I_{1к}W_1}{l_{ср}} = aw_0 \frac{I_{1к}}{I_{10}} \text{ ав/м}. \qquad (4)$$

Удельные ампер-витки вторичной обмотки трансформатора в режиме к. з.

$$aw_{2к} = aw_{1к}k_н \text{ ав/м}. \qquad (5)$$

Сечения первичной и вторичной обмоток *СТ*:

$$S_1 = \frac{q_1W_1 \cdot 10^{-6}}{k} \text{ м}^2, \quad S_2 = \frac{q_2W_2 \cdot 10^{-6}}{k} \text{ м}^2,$$

где $k = 0{,}4 \div 0{,}6$ — коэффициент заполнения окна медью для провода марки ПЭВ диаметром от 1 *мм* и более, причем бóльшие коэффициенты заполнения соответствуют бóльшему диаметру [23];

q_1, q_2 — сечения проводов обмоток, *мм*^{2}.

Учитывая, что $q_1 = \frac{I_{1к}}{j_1}$, $q_2 = \frac{I_{1к}k_н}{j_2}$, а также формулы (4) и (5), получим:

$$S_1 = \frac{aw_к l_{ср} \cdot 10^{-6}}{kj_1}, \quad S_2 = \frac{aw_к l_{ср} \cdot 10^{-6}}{kj_2}$$

(при $j_1 = j_2$ сечения обмоток равны).

Сечение меди обеих обмоток *СТ*

$$S = S_1 + S_2. \qquad (6)$$

Конструкция *СТ*, собранного из Ш-образных пластин, показана на рис. 11. Средняя длина магнитной силовой линии для этой формы пластин

$$l_{ср} \approx 2(b + H) + 3h_я + \frac{a_c}{2} \text{ м}$$

или при обозначениях, определяющих геометрию сердечника

$$H = \alpha_1 b; \quad a_c = \beta_1 b_c; \quad h_я = \beta_2 b_c,$$

средняя длина магнитной силовой линии

$$l_{ср} \approx 2b(1 + \alpha_1) + \left(3\beta_2 + \frac{\beta_1}{2}\right) b_c.$$

Учитывая, что площадь окна сердечника

$$S = bH = \alpha_1 b^2, \tag{6а}$$

получим выражение

$$l_{ср} \approx \frac{2(1 + \alpha_1)}{\sqrt{\alpha_1}} \sqrt{S} + \left(3\beta_2 + \frac{\beta_1}{2}\right) b_c, \tag{7}$$

или в частном случае при $\alpha_1 = 3$, $\beta_2 = 0{,}5$, $\beta_1 = 1{,}0$ средняя длина магнитной силовой линии

$$l_{ср} \approx 4{,}65 \sqrt{S} + 2b_c. \tag{7а}$$

Средняя длина витка первичной и вторичной обмоток

$$L_1 = 2(b_c + a_c) + 8\frac{S_1}{2H} \text{ м}, \tag{8}$$

$$L_2 = 2(b_c + a_c) + 8\frac{S_2}{H} + 8\frac{S_1}{2H} \text{ м}. \tag{9}$$

При $\alpha = 3$, $\beta_2 = 0{,}5$, $\beta_1 = 1{,}0$ и $j_1 = j_2$ средние длины витков первичной и вторичной обмоток

$$L_1 = 4b_c + 2b \text{ м}, \tag{8а}$$

$$L_2 = 4b_c + 6b \text{ м}. \tag{9а}$$

По формулам (1)—(9) можно однозначно определить все параметры *СТ*. В частности, решив совместно

уравнения (1)—(7), получим выражение для расчета числа витков первичной обмотки *СТ*:

$$k_2 W_1 = k_3 \sqrt{W_1} + \frac{k_4}{\sqrt{W_1}}, \qquad (10)$$

где

$$k_2 = \frac{I_{10}}{a w_{10}}; \quad k_3 = \frac{2(1+\alpha_1)}{\sqrt{\alpha_1}} \sqrt{\frac{I_{1к}}{k}\left(\frac{1}{j_1}+\frac{1}{j_2}\right)\cdot 10^{-6}};$$

$$k_4 = \left(3\beta_2 + \frac{\beta_1}{2}\right)\sqrt{\frac{U_0}{k_3 \cdot 4{,}44 f B_{max}}}.$$

Уравнение (10) является кубическим относительно $\sqrt{W_1}$ и проще всего решается подбором. Зная W_1, по формулам (1)—(9) находим остальные параметры *СТ*. При этом однозначно определяется величина активного сопротивления *СТ* в режиме к. з.

$$R_к = R_1 + (R_2 + R_0) k_н^2,$$

где

$$R_1 = \rho_м \frac{L_1 W_1}{q_1} = \rho_м \frac{L_1 W_1 j_1}{I_{1к}};$$

$$R_2 = \rho_м \frac{L_2 W_2}{q_2} = \rho_м \frac{L_2 W_2 j_2}{I_{1к} k_н^2};$$

R_0 — остаточное сопротивление полностью открытого коммутирующего элемента;

$\rho_м$ — 0,0175 *ом·мм²/м* — удельное электрическое сопротивление меди.

Таким образом,

$$R_к = \frac{\rho_м W_1}{I_{1к}}(L_1 j_1 + L_2 j_2) + R_0 k_н^2. \qquad (11)$$

Найдя величину $R_к$, проверяем значение тока нагрузки

$$I_{1к} = \frac{U_с}{\sqrt{(R_к + r_н)^2 + (x_к + x_н)^2}}, \qquad (12)$$

причем принимаем $x_к = 0{,}1 R_к$. Если окажется, что полученное значение $I_{1к}$ существенно меньше исходного, то расчет надо повторить, варьируя либо плотность тока, либо геометрию сердечника.

Пример. Пусть дано $U_с = 220\ в$; $Z_н = 200\ ом$; $\cos\varphi_н = 0{,}8$ (индуктивный); $I_{1к} = 0{,}9\ а$; $I_{10} = 0{,}06\ а$; $B_{max} = 1{,}05\ тл$; $aw_{10} = 300\ ав/м$ (для стали Э-42); $\alpha = 3$; $\beta_1 = 0{,}5$; $\beta_2 = 1{,}0$; обмоточный провод марки ПЭВ; $j_1 = j_2 = 3\ а/мм^2$; $U_{20} = 50\ в$, $R_0 = 1\ ом$.

Решив уравнение (10), находим число витков первичной обмотки $W_1 = 1200$, затем определяем число витков вторичной обмотки

$$W_2 = W_1 \frac{U_{20}}{U_{10}} = 1200 \cdot \frac{50}{220} = 270;$$

среднюю длину магнитной силовой линии по формуле (3):

$$l_{ср} = \frac{I_{10} W_1}{aw_{10}} = \frac{0{,}06 \cdot 1200}{300} = 0{,}24\ м;$$

сечение стали по формуле (1):

$$Q_с = \frac{U_с}{4{,}44 f W_1 B_{max}} = \frac{220}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 1200 \cdot 1{,}05} = 8 \cdot 10^{-4} м^2.$$

Толщина набора по формуле (2)

$$b = \sqrt{\frac{Q_с}{k_з}} = \sqrt{\frac{8 \cdot 10^{-4}}{0{,}9}} \approx 0{,}03\ м.$$

Сечение меди по формулам (4) и (6)

$$S = \frac{2aw_{10} l_{ср} I_{1к} \cdot 10^{-6}}{kjI_{10}} = \frac{3 \cdot 24 \cdot 0{,}9 \cdot 10^{-6}}{0{,}45 \cdot 3 \cdot 0{,}06} = 16 \cdot 10^{-4}\ м^2.$$

Ширина окна трансформатора по формуле (6а)

$$a = \sqrt{\frac{S}{3}} = \sqrt{\frac{16 \cdot 10^{-4}}{3}} = 0{,}023\ м.$$

Средняя длина витка первичной и вторичной обмоток по формулам (8а) и (9а)

$$L_1 = 4b_с + 2a = 4 \cdot 3 \cdot 10^{-2} + 2 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-2} = 16{,}6 \cdot 10^{-2}\ м,$$
$$L_2 = 4b_с + 6a = 4 \cdot 3 \cdot 10^{-2} + 6 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-2} = 25{,}8 \cdot 10^{-2}\ м.$$

Сопротивление *СТ* в режиме к. з. по формуле (11)

$$R_к = \frac{0{,}0175 \cdot 3 \cdot 1200}{0{,}9} \cdot (16{,}6 + 25{,}8) + 1 \cdot 4{,}4^2 = 22{,}4\ ом.$$

Ток нагрузки в режиме к. з. по формуле (12)

$$I_к = \frac{220}{(22{,}4 + 160)^2 + (2{,}24 + 120)^2} = 1a.$$

Расхождение между заданным значением тока — 0,9 *а* и полученным сравнительно невелико. Можно остановиться на этом варианте расчета. Окончательный расчет трансформатора (размещение обмоток, выбор проводов и т. д.) является обычным в инженерной практике и приведен, например, в работе [15].

4. БЕСКОНТАКТНЫЕ СЕЛЬСИНЫ

Для преобразования угла поворота в электрический сигнал в системах автоматизированного электропривода используются бесконтактные сельсины — специальные малогабаритные индукционные электрические машины переменного тока, работающие в режиме поворотного трансформатора. При этом на первичную обмотку сельсина

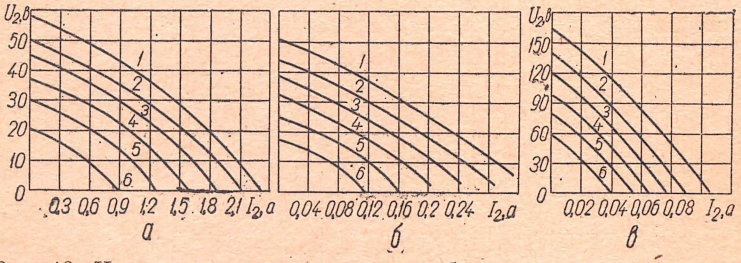

Рис. 12. Нагрузочные характеристики бесконтактных сельсинов типа:

а — БД-501А; *б* — БД-404А; *в* — БД-404Б; *1* — $\alpha = 90°$; *2* — $\alpha = 60°$; *3* — $\alpha = 50°$; *4* — $\alpha = 40°$; *5* — $\alpha = 30°$; *6* — $\alpha = 20°$.

подается номинальное напряжение возбуждения. Вторичное (линейное) напряжение выпрямляется при помощи полупроводникового выпрямителя и используется как управляющий сигнал (например, подается на обмотку управления магнитного усилителя). Изменением угла поворота ротора сельсина меняется величина управляющего сигнала.

Ниже приводятся технические характеристики наиболее распространенных бесконтактных сельсинов типа БД-501А, БД-404А, БД-404Б при их работе в режиме поворотного трансформатора. На рис. 12, *а*, *б* и *в* показаны

нагрузочные характеристики $U_2 = f(I_2)$ сельсинов для различных значений угла поворота α при номинальном значении напряжения первичной обмотки $U_1 = 110$ *в*.

Величина мощности $P_н$, снимаемая с вторичной обмотки сельсина, зависит от сопротивления нагрузки $R_н$ и угла поворота ротора α (рис. 13). Для получения максимальной мощности на выходе сельсина сопротивление нагрузки должно находиться в пределах:

для сельсина типа БД-501А $R_н = 20 \div 30$ *ом*;
» » » БД-404А $R_н = 100 \div 200$ *ом*;
» » » БД-404Б $R_н = 1000 \div 2000$ *ом*.

Таблица 7

Максимальные значения выходной мощности бесконтактных сельсинов при различных углах поворота ротора

Тип сельсина	Максимальное значение выходной мощности $P_{н\,max}$, *вт*					
	Угол поворота ротора сельсина $\alpha°$					
	20	30	40	50	60	90
БД-501А	6,35	12,8	20,7	28	34,8	44,2
БД-404А	0,63	1,35	2,15	3,05	3,95	5,0
БД-404Б	0,6	1,3	1,93	2,75	3,7	4,85

В табл. 7 приведены значения максимальной величины выходной мощности $P_{н\,max}$ для разных значений угла поворота α этих сельсинов при указанных величинах $R_н$.

Тепловые испытания сельсинов показывают [14], что в длительном режиме ток нагрузки сельсина БД-501А не должен превышать $1{,}1a$. Режим к. з. при $\alpha = 90°$ ($I_2 = 2{,}2a$) для этого сельсина допускается только кратковременно (не более 20 *мин*).

Сельсин БД-404А может быть использован в режиме

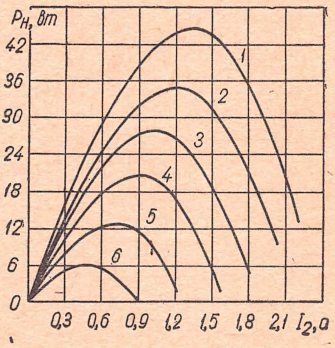

Рис. 13. Кривые зависимости $P_н = f(I_2)$ для сельсина типа БД-501А:
1 — $\alpha = 90°$; *2* — $\alpha = 60°$; *3* — $\alpha = 50°$; *4* — $\alpha = 40°$; *5* — $\alpha = 30°$; *6* — $\alpha = 20°$.

к. з. при любых углах поворота ротора. При угле $\alpha = 90°$ и к. з. ($I_2 = 0{,}35$ *а*) в длительном режиме перегрев обмоток этого сельсина достигает 80—85° С. В других режимах сельсин недогружен. В связи с этим первичная обмотка сельсина БД-404А может питаться напряжением 127 *в*. Это дает возможность питать сельсин непосредственно от источника напряжения 127 *в*, не применяя специального понижающего трансформатора или делителя напряжения.

При $U_1 = 127$ *в* ток вторичной обмотки сельсина БД-404А не должен превышать 0,35 *а*. При этом первичная обмотка потребляет 48 *ва*.

Сельсин БД-404Б также может питаться непосредственно от источника напряжения 127 *в*. При этом ток вторичной обмотки не должен превышать 0,1 *а*.

II. БЕСКОНТАКТНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ

5. ТРЕБОВАНИЯ К ДВИГАТЕЛЯМ С ШИРОКИМ ДИАПАЗОНОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ

В настоящее время применяются два перспективных способа регулирования скорости асинхронных двигателей сравнительно небольшой мощности (единицы киловатт): 1) изменением частоты источника питания (частотный привод); 2) изменением напряжения на статоре двигателя при помощи дросселей насыщения (дроссельный привод переменного тока).

Первый способ требует создания совершенных преобразователей частоты, отсутствие которых в настоящее время ограничивает применение частотного привода. Дроссельный привод переменного тока отличается простотой и высокой надежностью, поэтому в настоящее время широко применяется.

Второй способ регулирования скорости асинхронных двигателей основан на зависимости момента, развиваемого двигателем, от величины напряжения на его статоре: $M \equiv U_1^2$. При изменении напряжения на статоре асинхронного двигателя U_1 его механическая характеристика изменяется так, как показано на рис. 14. Из приведенных характеристик видно, что критическое скольжение остается неизменным, а критический момент изменяется пропорционально изменению квадрата напряжения U_1. В случае, например, постоянного статического момента $M_н = \text{const}$ при уменьшении напряжения U_1 в ν раз скольжение увеличивается в ν^2 раз, а скорость вращения ротора

$$n = n_0 (1 - s\nu^2),$$

где n — скорость вращения ротора;

n_0 — скорость вращения магнитного поля статора (синхронная скорость);

$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$ — скольжение двигателя.

Известно [3], что для устойчивости работы двигателя необходимо выполнение условия

$$\frac{dM_н}{ds} < \frac{dM}{ds} \quad \text{или} \quad \frac{dM_н}{dn} > \frac{dM}{dn}. \tag{13}$$

Асинхронный двигатель с ротором в виде беличьей клетки работает устойчиво на участке механической характеристики (рис. 15) от $s = 0$ до $s = s_к$ (от $n = n_0$ до $n = n_к$). На остальной части механической характеристики работа, как правило, неустойчива. На этом участке (от $s = s_к$ до $s = 1$) устойчивый режим может быть получен только в том случае, если статический момент на валу двигателя резко возрастает при увеличении скорости вращения, так как только в этом случае выполняется условие (13).

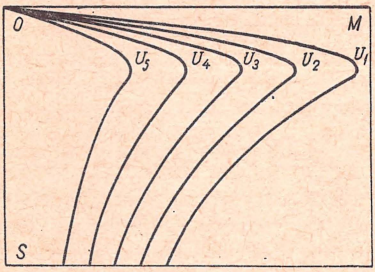

Рис. 14. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных значениях напряжения на статоре.

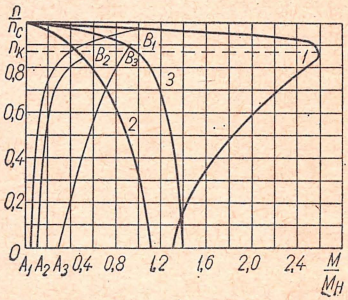

Рис 15. Механические характеристики и кривые длительно допустимых по нагреву моментов асинхронных двигателей с различными роторами:

1 — короткозамкнутый ротор типа «беличья клетка»; *2* — ротор Шенфера; *3* — фазный ротор с индукционным роторным сопротивлением.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка» имеют $s_к = 0{,}15 \div 0{,}1$ (двигатели мощностью 1—10 *квт*). Это значит, что зона устойчивой работы двигателей незначительна.

Для изменения скорости вращения асинхронного двигателя в широком диапазоне $\left(Д = \frac{n_{max}}{n_{min}} = 15 \div 20\right)$ необходимо прежде всего, чтобы во всем этом диапазоне форма механической характеристики соответствовала условию статической устойчивости двигателя (13), т. е., чтобы

критическое скольжение двигателя имело значение $s_к \geqslant 1$ *. Это значение $s_к$ получается соответствующим увеличением активного сопротивления ротора.

Таким образом, первое требование, которое предъявляется к асинхронным двигателям, предназначенным для регулирования скорости в широком диапазоне, относится к форме механической характеристики. Второе требование связано с тепловыми режимами этих двигателей при глубоком изменении скорости и различных характерах статических нагрузок.

Потери, выделяющиеся в двигателе при его работе, вызывают перегрев обмоток, который по условиям нормальной эксплуатации двигателя не должен превышать допустимую для данного класса изоляции величину. Потери в роторной цепи асинхронного двигателя определяются выражением

$$\Delta P_2 = 2\pi n_0 M s. \qquad (14)$$

При снижении скорости вращения наряду с увеличением потерь ухудшается теплоотдача двигателей с самовентиляцией. Наиболее тяжелый с точки зрения нагрева режим работы двигателя с самовентиляцией — это длительная работа при номинальном моменте на скорости $n \approx 0$. При этом, согласно уравнению (14), потери в двигателе будут максимальны, а условия охлаждения значительно ухудшены, поскольку самовентиляция отсутствует ($n = 0$). Как показано в работе [3], теплоотдача двигателя с самовентиляцией при снижении скорости вращения до $n = 0$ уменьшается в 4 раза по сравнению с теплоотдачей при максимальной скорости.

Эти факторы — увеличение потерь и ухудшение охлаждения при снижении скорости вращения — приводят к необходимости снижения допустимого момента нагрузки двигателя, причем, чем больше диапазон регулирования скорости, тем меньше нагрузка, допустимая на нижней скорости.

На рис. 15 показана механическая характеристика асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка» (характеристика *1*). Ось ординат и кри-

* В этом случае также может возникнуть неустойчивый режим работы при соответствующем характере статического момента (практически встречается очень редко).

вая A_1B_1 ограничивают область длительно допустимых по нагреву моментов, которыми может быть нагружен двигатель. Как видно из этого рисунка, двигатель при $n = 0$ допускает нагрузку, составляющую не более 5—6% номинального момента двигателя. Практически это означает, что в таком режиме ($n = 0$) двигатель не может быть длительно нагружен каким-либо полезным моментом.

Для длительной работы двигателя при регулировании его скорости в диапазоне Д=5 необходимо, чтобы номинальный момент выбранного двигателя был в 12—15 раз больше момента нагрузки. Понятно, что такой двигатель практически не может быть использован.

6. ДВИГАТЕЛЬ С РОТОРОМ ШЕНФЕРА

Для обеспечения устойчивой работы двигателя при изменении скорости вращения и увеличении длительно допустимых по нагреву моментов в серийных двигателях короткозамкнутый ротор в виде беличьей клетки заменяют ротором Шенфера. Ротор такого двигателя является одновременно и магнитопроводом и токоведущей обмоткой. Сильно выраженный поверхностный эффект обусловливает повышенное сопротивление ротора Шенфера. Благодаря этому эффекту ток ротора, индуктированный вращающимся потоком, стремится распространяться по поверхности проводника. При высокой скорости вращения ротора (малой частоте скольжения) ток протекает по поверхностному слою ротора толщиной 1—2 *см*, а при частоте скольжения 50 *гц* (в момент пуска) толщина этого слоя составляет всего лишь около 2 *мм*. Поэтому в момент пуска сопротивление ротора имеет максимальную величину, а по мере разгона двигателя величина его уменьшается пропорционально $\sqrt{s}$.

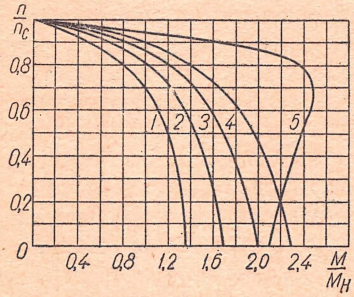

Рис. 16. Механические характеристики асинхронного двигателя с ротором Шенфера при различном количестве пазов на роторе:

1 — Z = 0; *2* — Z = 8; *3* — Z = 16; *4* — Z = 24; *5* — Z = 32.

Такое изменение сопротивления ротора Шенфера в зависимости от частоты скольжения обеспечивает двигателю механическую характеристику, показанную на рис. 15 (кривая *2*).

Поверхностный слой ротора, в котором распространяется индуктированный ток, можно увеличить, прорезая ряд пазов по окружности ротора. При этом увеличивается полезное сечение ротора и понижается его активное сопротивление. Помимо этого, установка на торцах ротора колец из материала с сопротивлением, меньшим, чем у железа (медь, бронза), значительно уменьшает сопротивление торцовых частей ротора. На рис. 16 приведены механические характеристики двигателя с ротором Шенфера при различном количестве роторных пазов. Как видно из этого рисунка, выбором соответствующего количества пазов на роторе можно обеспечить двигателю такую форму механической характеристики, при которой эта характеристика не будет иметь точки критического скольжения.

На рис. 15 кривой A_2B_2 и осью ординат ограничена область длительно допустимых по нагреву моментов для двигателя с ротором Шенфера. Повышенное сопротивление ротора Шенфера несколько увеличивает эту область (при $n = 0$ $M_{\text{н. доп}} = 8 \div 10\% M_{\text{ном}}$). Но это увеличение не может быть значительным, поскольку, как и при использовании ротора в виде беличьей клетки, все потери ΔP_2 выделяются в объеме машины, а допустимая величина этих потерь ограничивается допустимым перегревом статорной обмотки.

Таким образом, для длительной работы двигателя с массивным ротором при регулировании его скорости в диапазоне Д = 5 необходимо, чтобы номинальный момент выбранного серийного двигателя был в 8—10 раз больше момента нагрузки (при $M_{\text{н}} = \text{const}$).

7. ДВИГАТЕЛЬ С ИНДУКЦИОННЫМ РОТОРНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Асинхронный двигатель с индукционным добавочным сопротивлением конструкции Ю. М. Розова [33] имеет значительно лучшие характеристики. Такая машина представляет собой серийный асинхронный двигатель с фазным ротором типа АК, в обмотку ротора которого постоянно включено индукционное роторное сопротивление

ИРС. Это сопротивление в виде трех отдельных элементов (по одному на фазу) устанавливается непосредственно на валу двигателя в том месте, где обычно располагаются контактные кольца.

Элемент *ИРС* (рис. 17) состоит из сплошного стального магнитопровода и катушки *1*, расположенной в кольцевой канавке этого магнитопровода. Корпус *2* и крышка *3*

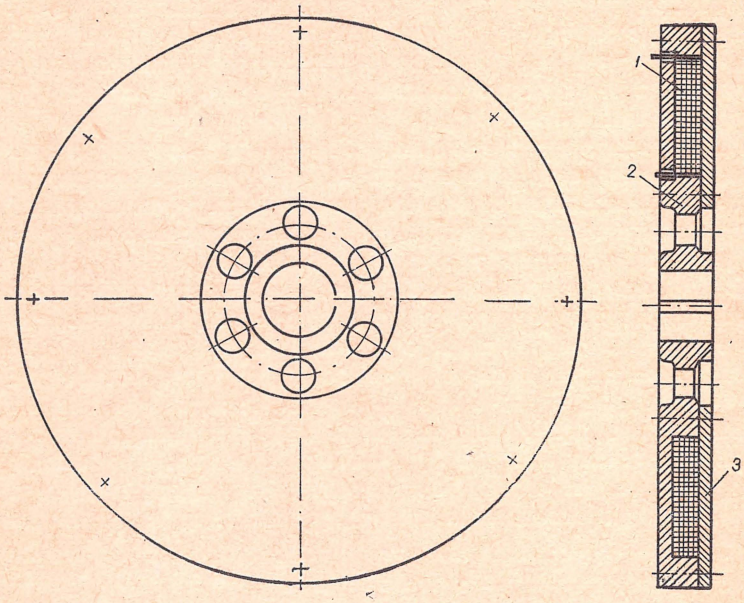

Рис. 17. Конструкция индукционного роторного сопротивления (для одной фазы).

магнитопровода выполняются из конструкционной стали с толщиной стенки 4—5 *мм*. Катушка наматывается проводом с теплостойкой изоляцией типа ПСД или ПСДК с рабочей температурой до 150—180° С. Выводы катушек *ИРС* включаются непосредственно в роторную обмотку двигателя. Это включение может осуществляться спаиванием соответствующих выводов катушек и роторной обмотки. Для проведения ревизии подшипника необходимо обеспечить возможность снятия с вала двигателя всего конструктивного узла *ИРС*, поэтому катушку *ИРС* следует

подключать к обмотке ротора при помощи разъемного соединения.

Для этого на крайнем диске устанавливается кольцевой клеммник, на который подключаются все выводы. В обоих случаях не требуется ни разрываемых, ни скользящих контактов.

Эквивалентное сопротивление *ИРС* зависит от частоты приложенного к нему напряжения. Если ротор двигателя вращается с номинальной скоростью, то частота э. д. с. скольжения низка (2—3 *гц*), при этом в обмотку ротора включено очень малое сопротивление r_0, практически равное сопротивлению меди катушки *ИРС*. Введение дополнительного сопротивления r_0 в роторную обмотку приводит к тому, что максимальная скорость вращения двигателя с *ИРС* ниже номинальной скорости серийного двигателя на 6—8%. При расчете двигателя с *ИРС* по заданным режимам нагрузки необходимо учитывать, что такой двигатель имеет повышенное значение минимального скольжения.

По мере увеличения скольжения при снижении скорости вращения двигателя возрастет частота э. д. с. ротора. При этом в обмотку ротора автоматически и бесконтактно вводится увеличивающееся с ростом скольжения комплексное сопротивление, коэффициент мощности которого находится в пределах 0,85—0,9 [33].

Сопротивление *ИРС* при повышении частоты э. д. с. ротора на низких скоростях ограничивает возрастание тока машины и увеличивает коэффициент мощности $\cos\varphi$. При снижении скорости двигателя все бо́льшая часть потерь выделяется в *ИРС*, которое имеет достаточно большую поверхность охлаждения. Кроме того, *ИРС* находится в значительно лучших условиях охлаждения, чем обмотки двигателя.

Механическая характеристика асинхронного двигателя с *ИРС*, показанная на рис. 15 (кривая *3*), не имеет точки критического момента. Пусковой момент такого двигателя является одновременно и максимальным моментом, который может развить двигатель при данной величине напряжения на его статоре.

Поскольку большая часть потерь скольжения выделяется вне объема машины — в *ИРС*, такой двигатель при снижении скорости вращения может быть нагружен значительно больше, чем двигатель с ротором типа

«беличья клетка» или ротором Шенфера, в которых потери скольжения выделяются в объеме самой машины. Двигатель с *ИРС* имеет значительно большую область длительно допустимых по нагреву моментов, чем двигатель с другими типами роторов (рис. 15, кривая A_3B_3).

Пусковой и длительно допустимый по нагреву моменты двигателя с *ИРС* зависят один от другого: увеличение одного из них возможно только при уменьшении другого, поскольку эти моменты определяются величиной полного сопротивления *ИРС*. При увеличении этого сопротивления допустимый по нагреву момент возрастает, и наоборот. Величина длительно допустимого по нагреву момента двигателя с *ИРС* составляет 20—40% $M_{ном}$ при пусковом моменте, равном соответственно 160—80% $M_{ном}$. При кратковременных и повторнократковременных режимах работы двигателя на низких скоростях момент нагрузки может достигать 70—80% $M_{ном}$ при $n = 0$.

Таким образом, при использовании двигателя с ротором Шенфера необходимая кратность завышения мощности двигателя составляет (при Д=5)

$$\varepsilon = \frac{P_{ном}}{P_{п}} = 8 \div 10,$$

где $P_{ном}$ — номинальная мощность установленного двигателя;

$P_{п}$ — полезная мощность, отдаваемая с вала двигателя.

В случае применения двигателя с *ИРС* $\varepsilon = 1{,}5 \div 2$ в зависимости от конкретных условий (вид нагрузочной характеристики, диапазон регулирования скорости, условия пуска).

Отсутствие скользящих и разрываемых контактов, возможность закрытого исполнения обеспечивают высокую надежность двигателя с *ИРС*. Наибольшую ценность этот двигатель представляет для предприятий с запыленной и агрессивной средой, для пожаро- и взрывоопасных производств.

Использование двигателя с *ИРС* при дроссельном регулировании скорости (см. § 9) дало возможность создать бесконтактный регулируемый привод переменного тока, отличающийся простотой и высокой надежностью.

В настоящее время такие приводы успешно применяются на предприятиях химической, бумажной, текстильной промышленности и в шахтном оборудовании.

Как указывалось выше, двигатель с *ИРС* может быть легко получен из серийного асинхронного двигателя с фазным ротором путем несложной переделки, заключающейся в том, что с двигателя снимаются щеточный аппарат и контактные кольца, а на их место устанавливается *ИРС*.

В работе [33] показано, что мощность требуемого серийного двигателя определяется по заданным режимам нагрузки из уравнения

$$P_{\text{ном}}^2 + \frac{M_{\text{п}} n_{\min}}{3188\left(1 - \frac{n_{\min}}{n_0}\right)} P_{\text{ном}} - \frac{M_{\text{п}} M_{\text{н.д}} n_0^2}{30{,}5 \cdot 10^6 \left(1 - \frac{n_{\min}}{n_0}\right)} = 0, \quad (15)$$

где $P_{\text{ном}}$ — номинальная мощность выбираемого серийного двигателя, *квт*;

$M_{\text{п}}$ — требуемый пусковой момент, *н · м*;

$n_{\min}$ — минимальная скорость вращения двигателя, *об/мин*;

n_0 — синхронная скорость двигателя, *об/мин*;

$M_{\text{н.д}}$ — момент нагрузки при минимальной скорости (на нижней границе диапазона Д), *н · м*.

Порядок выбора двигателя следующий:

1. По заданным значениям $M_{\text{н}}$, $M_{\text{н.д}}$, n_0, $n_{\min}$ из уравнения (15) определяем $P_{\text{ном}}$.

2. По каталогам выбираем асинхронный двигатель с фазным ротором с синхронной скоростью n_0 и мощностью $P_{\text{ном}}$ (или ближайшей большей).

3. Проверяем выполнение условия

$$M_{\text{ном}} > M_{\text{н max}},$$

где $M_{\text{н max}}$ — максимальное значение момента нагрузки.

Эту проверку необходимо производить только в том случае, если момент нагрузки увеличивается при увеличении скорости вращения двигателя (вентиляторная характеристика).

Пример. Заданы режимы нагрузки:
$n_{\max} = 1200$ *об/мин*; $n_0 = 1500$ *об/мин*; $n_{\min} = 200$ *об/мин*; $M_{\text{п}} = 80$ *нм*; $M_{\text{н}} = 20$ *н · м* = const.

1. Подставляем заданные величины в уравнение (15) и определяем $P_{ном}$:

$$P_{ном}^2 + \frac{80 \cdot 200}{3188\left(1 - \frac{200}{1500}\right)} P_{ном} - \frac{80 \cdot 20 \cdot 1500^2}{30{,}5 \cdot 10^6 \left(1 - \frac{200}{1500}\right)} = 0;$$

$$P_{ном} = 8{,}97 \text{ квт}.$$

2. По каталогу выбираем асинхронный двигатель с фазным ротором типа АК61 - 4:

$$P_{ном} = 10 \text{ квт}; \quad n_{ном} = 1420 \text{ об/мин}; \quad M_{ном} = 67{,}2 \text{ н} \cdot \text{м}.$$

Поскольку $M_н = \text{const}$, проверку согласно п. 3 производить не требуется.

По параметрам выбранного двигателя и заданным режимам нагрузки, используя методику, изложенную в [33], можно рассчитать *ИРС*.

III. НЕРЕВЕРСИВНЫЕ СХЕМЫ ДРОССЕЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

8. СХЕМА С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СКОРОСТИ

Для управления асинхронным двигателем между зажимами двигателя и источником питания включаются обмотки переменного тока (силовые обмотки) дросселя насыщения. Это дает возможность регулировать величину напряжения на зажимах двигателя. При небольшой величине тока в обмотке управления сопротивление обмоток переменного тока настолько велико, что большая часть напряжения источника питания приходится на обмотки дросселя. С увеличением постоянного тока в обмотке управления уменьшается магнитная проницаемость магнитопровода дросселя, что вызывает уменьшение индуктивности и реактивного сопротивления обмотки переменного тока. В результате этого падение напряжения на обмотках дросселя уменьшается, а напряжение на зажимах двигателя возрастает. Таким образом, изменением величины тока в обмотке управления можно регулировать величину напряжения на зажимах двигателя, следовательно, и его скорость.

Дроссельный привод переменного тока без обратных связей применяется редко, поскольку жесткость механических характеристик в этом случае очень мала (рис. 18, *б*, штриховые линии). Как правило, дроссельный привод используется при наличии замкнутой цепи регулирования.

Схема дроссельного привода с обратной связью по скорости приведена на рис. 18, *а*. Задающий сигнал и сигнал обратной связи по скорости подаются на вход промежуточного магнитного усилителя *МУII* на его обмотки управления *ОЗ* и *ООС* соответственно. Промежуточный усилитель суммирует и усиливает эти сигналы. Ток нагрузки усилителя *МУII* является током управления силового магнитного усилителя *МУI*. Наличие обратной связи по скорости обеспечивает приводу жесткие механические характеристики (рис. 18, *б*).

При увеличении момента нагрузки на валу двигателя возрастает ток статора и падение напряжения на силовых обмотках усилителя *МУI*. Поэтому уменьшается напряжение на двигателе, следовательно, снижается скорость вращения. Уменьшается сигнал обратной связи, снижается м. д. с. обмотки *ООС* и возрастает результирующая м. д. с. усилителя *МУII*. Увеличивается ток управления усилителя *МУI* и снижается падение напряжения на его

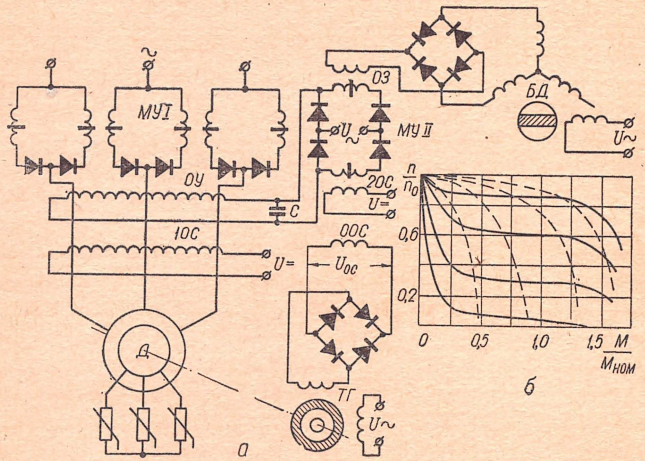

Рис. 18. Дроссельный привод с обратной связью по скорости:
а — схема; *б* — механические характеристики при использовании двигателя с *ИРС*.

силовых обмотках. Напряжение на статоре двигателя возрастает, его момент и скорость увеличиваются. При уменьшении момента нагрузки двигателя ток управления усилителя *МУI* автоматически уменьшается и падение напряжения на обмотках *МУI* возрастает.

Обмотки смещения *1ОС* и *2ОС* служат для выбора рабочих участков на нагрузочных характеристиках соответствующих магнитных усилителей *МУI* и *МУII*. Емкость *С* предназначена для компенсации влияния индуктивности обмотки управления *МУI* на работу промежуточного усилителя.

9. СХЕМЫ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ

В тех случаях, когда к приводу предъявляются жесткие требования относительно надежности в работе и простоты в эксплуатации, может быть применена схема дроссельного привода с дифференциальными связями по току и напряжению двигателя (рис. 19, *а*).

Измерительный трансформатор тока *ТТ*, выпрямитель *ВТ* и обмотка управления *ОТ* образуют цепь обратной связи по току двигателя, а трансформатор *ТН*, выпрямитель *ВН* и обмотка *ОН* — цепь обратной связи по напряжению двигателя. Реостатом $R_у$, включенным в цепь обратной связи по напряжению двигателя, задается требуемая скорость вращения. Величина сопротивления $R_ш$, включенного параллельно обмотке *ОТ*, определяет нижний предел диапазона изменения скорости.

Обмотки магнитного усилителя *ОТ* и *ОН* включены таким образом, что намагничивающая сила (н. с.), создаваемая обмоткой *ОТ*, действует согласно с н. с. внутренней обратной связи магнитного усилителя *МУ*, а н. с. обмотки *ОН* — встречно. Для внешних обратных связей справедливо следующее выражение:

$$F_Σ = F_{ОТ} - F_{ОН} = α_т I - α_н U,$$

где $F_Σ$ — суммарная н. с., создаваемая обмотками внешних обратных связей;

$F_{ОТ}$ — н. с. обмотки *ОТ*;

$F_{ОН}$ — н. с. обмотки *ОН*;

$α_т$ и $α_н$ — коэффициенты обратных связей соответственно по току и напряжению;

I — ток двигателя;

U — напряжение на статоре двигателя.

Намагничивающая сила обмоток управления *МУ* действует так, что с увеличением тока в обмотке *ОТ* уменьшается сопротивление обмоток переменного тока магнитного усилителя (положительная обратная связь по току двигателя), а с увеличением тока в обмотке *ОН* увеличивается сопротивление обмоток переменного тока (отрицательная обратная связь по напряжению).

Схема работает следующим образом.

При уменьшении нагрузки на валу двигателя понижается ток статора и падение напряжения на силовых обмотках магнитного усилителя *МУ*. Напряжение на статоре двигателя увеличивается, скорость его повышается. При этом н. с. обмотки *ОН* возрастает, а обмотки *ОТ* — уменьшается. Величина суммарной н. с. уменьшается и

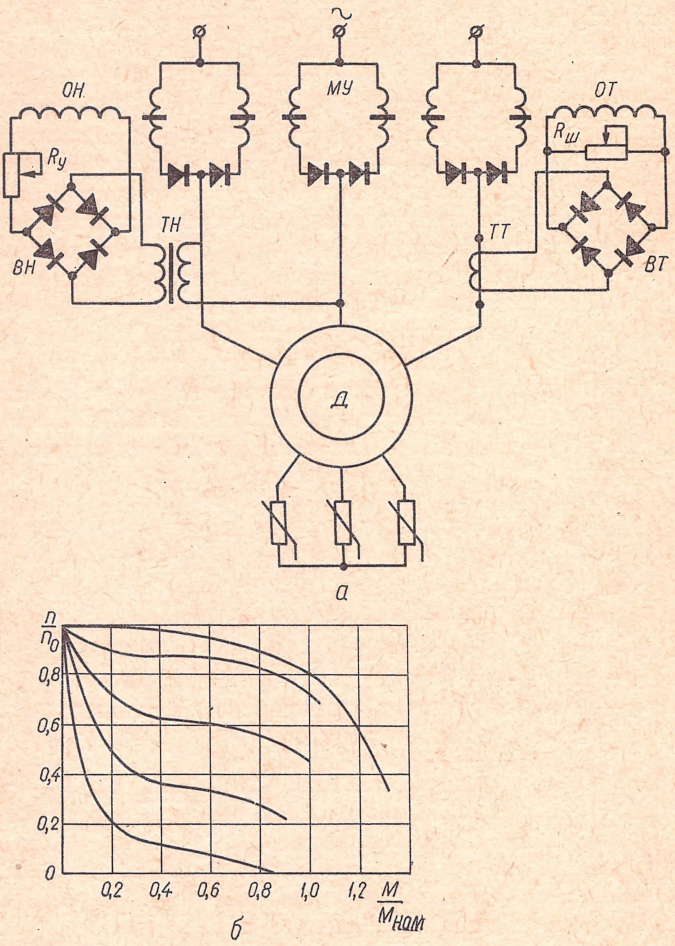

Рис. 19. Дроссельный привод с дифференциальными обратными связями по току и напряжению:
а — схема; *б* — механические характеристики.

возрастает сопротивление обмоток *МУ*. Увеличивается падение напряжения на обмотках *МУ* и соответственно уменьшается напряжение на статоре двигателя, скорость вращения его падает. При увеличении момента нагрузки суммарная н. с. F_{Σ} увеличивается, сопротивление силовых обмоток падает, напряжение на статоре двигателя возрастает и скорость вращения его повышается.

Точность поддержания постоянства скорости при изменении нагрузки для данной схемы не является постоянной величиной, а изменяется в зависимости от величины заданной скорости (чем ниже скорость, тем меньше точность).

На рис. 19, *б* приведены механические характеристики, полученные экспериментально для привода, выполненного по этой схеме, с применением магнитного усилителя типа УМЗП25.50.31 и асинхронного двигателя типа АК 51-4 с индукционным роторным сопротивлением. Как видно из этого рисунка, при изменении момента нагрузки в пределах от $0{,}3M_{\text{ном}}$ до $0{,}7M_{\text{ном}}$ точность поддержания постоянства скорости составляет $\pm 5\%$ на верхних скоростях (1300—1000 *об/мин*) и $\pm 30\%$ на нижних скоростях (300—100 *об/мин*).

При выборе усилителя серии УМЗП для схем дроссельного привода следует руководствоваться рекомендациями, изложенными в работе [28].

В данном разделе рассмотрим порядок расчета измерительных трансформаторов для приведенной схемы дроссельного привода.

Трансформатор напряжения. Исходными данными для расчета трансформатора напряжения являются:

1. Сопротивление обмотки управления магнитного усилителя $R_{\text{ОН}}$.
2. Максимальный ток в обмотке обратной связи по напряжению (принимается равным длительно допустимому току обмотки управления) $I_{\text{ОНmax}}$.
3. Наибольшее возможное напряжение на статоре двигателя $U_{1\max}$.
4. Падение напряжения в выпрямителе $\Delta U_{\text{ВН}}$.
5. Напряжение на статоре двигателя в режиме наибольшего момента нагрузки при наименьшей скорости вращения $U_{1\text{Д}}$.

Величины $R_{\text{ОН}}$, $I_{\text{ОНmax}}$ и $U_{1\max}$ определяются при выборе силового магнитного усилителя (по каталогу), а вели-

чина $\Delta U_{вн}$ — при расчете выпрямителя *ВН*. Для нахождения $U_{1д}$ необходимо иметь нагрузочную характеристику механизма и диаграмму равных токов и напряжений асинхронного двигателя (рис. 20), определяющую значения тока и напряжения двигателя при любых величинах скорости и момента. Эта диаграмма может быть получена только экспериментально.

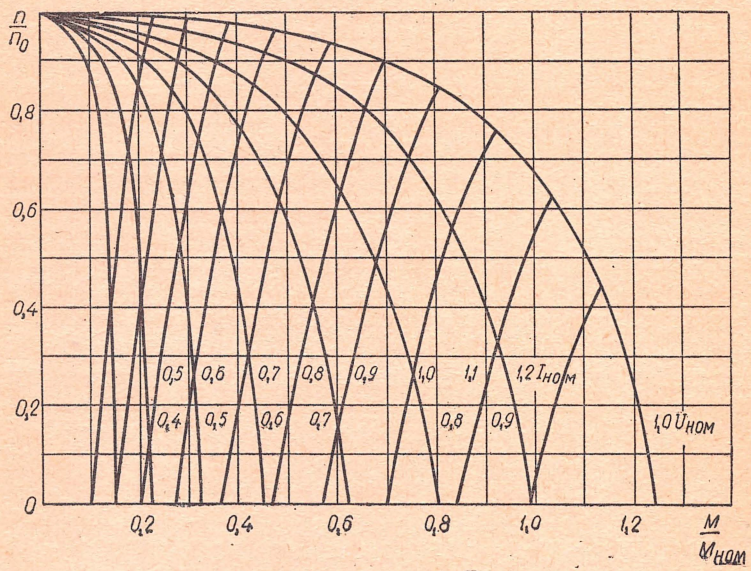

Рис. 20. Кривые равных токов и напряжений асинхронного двигателя с индукционным роторным сопротивлением.

В случае применения асинхронного двигателя с индукционным роторным сопротивлением величина $U_{1д}$ может быть определена из следующего выражения [33]:

$$(U^*_{1д})^4 = \frac{\left(\frac{M^*_{max}}{M^*_{п1}}\right)^2}{1-(n^*_{min})^2}, \qquad (16)$$

где $U^*_{1д} = \frac{U_{1д}}{U_{1ном}}$ — относительное значение напряжения на статоре двигателя ($U_{1ном}$—номинальное значение этого напряжения);

$M^*_{max} = \frac{M_{max}}{M_{ном}}$ — относительное значение максимального момента нагрузки ($M_{ном}$ — номинальный момент двигателя);

$M^*_{п1} = \frac{M_{п1}}{M_{ном}}$ — относительное значение пускового момента двигателя при номинальном напряжении на статоре $U_{1ном}$;

$n^*_{min} = \frac{n_{min}}{n_0}$ — относительное значение наименьшей скорости двигателя при наибольшем моменте нагрузки.

Этому напряжению на статоре двигателя $U_{1Д}$ (напряжение на первичной обмотке трансформатора TH) соответствует напряжение вторичной обмотки трансформатора (расчетное напряжение)

$$U_{2Д} = 1{,}11\,(I_{Онmax}R_{ОН} + \Delta U_{ВН}). \qquad (17)$$

Мощность нагрузки трансформатора

$$P_{н.\,н} = I_{2max}U_{2Д} = 1{,}11I_{Онmax}U_{2Д}. \qquad (18)$$

Поперечное сечение стержня сердечника трансформатора определяется по формуле

$$Q_{с.\,н} = 1{,}2 \cdot 10^{-4}\sqrt{P_{н.\,н}}\ м^2. \qquad (19)$$

Полное поперечное сечение стержня сердечника с учетом коэффициента заполнения сечения сталью составляет

$$Q'_{с.\,н} = \frac{Q_{с.\,н.}}{k_з},$$

где $k_з$ — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью (при толщине листа $\delta = 0{,}35$ *мм* $k_з = 0{,}86$; при $\delta = 0{,}5$ *мм* $k_з = 0{,}92$).

Ориентировочная ширина стержня пластины при квадратном поперечном сечении стержня

$$a_{с.\,н} = b_{с.\,н} = \sqrt{Q'_{с.\,н}}\ м. \qquad (20)$$

Выбирается стандартная пластина электротехнической стали с шириной стержня $a'_{\text{с}}$, наиболее близкой к расчетному значению $a_{\text{с. н}}$, и определяется толщина пакета

$$b'_{\text{с. н}} = \frac{Q'_{\text{с. н}}}{a'_{\text{с. н}}} \text{ м}. \tag{21}$$

Коэффициент трансформации

$$k_{\text{н}} = \frac{U_{1\text{Д}} - \Delta U_1}{U_{2\text{Д}} + \Delta U_2}, \tag{22}$$

где ΔU_1 и ΔU_2 — падения напряжения соответственно на первичной и вторичной обмотках трансформатора при нагрузке;

$$\Delta U_1 = (0{,}25 \div 0{,}1)\, U_1 \text{ и } \Delta U_2 = (0{,}25 \div 0{,}1)\, U_2$$

при мощности трансформаторов соответственно $10 \div 50$ *ва* [15].

Число витков первичной обмотки W_1 определяем исходя из наибольшего возможного напряжения на статоре двигателя:

$$W_1 = \frac{(U_{1\max} - \Delta U_1)}{4{,}44 f B_{\max} Q_{\text{с. н}}}, \tag{23}$$

где f — частота напряжения питания;

$B_{\max}$ — допустимая величина индукции в сердечнике трансформатора для выбранной марки электротехнической стали (для стали марок Э41, Э42 $B_{\max} = 1{,}0 \div 1{,}2$ *тл*).

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = \frac{W_1}{k_{\text{н}}}. \tag{24}$$

Для настройки вторичную обмотку выполняют с отводами

$$W'_2 = 0{,}9 W_2 \text{ и } W''_2 = 1{,}1 W_2.$$

Наибольшие ток и сечение вторичной обмотки

$$I_{2\max} = 1{,}11 I_{\text{он}\max};$$

$$q_2 = \frac{I_{2\max}}{j},$$

где j — допустимая плотность тока в обмотках трансформатора; для трансформатора мощностью до 100 *ва* допускается плотность тока $j = 3{,}0 \div 3{,}5$ *а/мм*^{2}.

Наибольшие ток и сечение первичной обмотки

$$I_{1\max} = \frac{I_{2\max}}{k_н}; \quad q_1 = \frac{I_{1\max}}{j}.$$

Далее выбираются обмоточные провода ближайших стандартных сечений и проверяется заполнение проводами обмоток окна магнитопровода (с учетом изоляции между слоями и обмотками). Если невозможно расположить обмотки в окне магнитопровода, то необходимо увеличить ширину стержня сердечника (выбрать пластину с большим размером a_c) и повторить расчет.

Пример. Рассчитать трансформатор напряжения. Исходные данные: $R_{ОН} = 30$ *ом*; $I_{ОН\max} = 0{,}5$ *а*; $\Delta U_{ВН} = 2{,}5$ *в*; $U_{1н} = 380$ *в*; $U_{1\max} = 340$ *в*; $M^*_{п1} = 1{,}2$; $M^*_{\max} = 0{,}5$ при $n^*_{\min} = 0{,}2$.

1. Расчетное напряжение первичной обмотки

$$U^*_{1Д} = \sqrt[4]{\frac{\left(\frac{M^*_{\max}}{M^*_{п1}}\right)^2}{1 - (n^*_{\min})^2}}; \quad U^*_{1Д} = \sqrt[4]{\frac{\left(\frac{0{,}5}{1{,}2}\right)^2}{1 - 0{,}2^2}};$$

$$U^*_{1Д} = 0{,}65; \quad U_{1Д} = 250 в.$$

2. Расчетное напряжение вторичной обмотки

$$U_{2Д} = 1{,}11\,(I_{ОН\,\max} R_{ОН} + \Delta U_{ВН}) = 1{,}11\,(0{,}5 \cdot 30 + 2{,}5) \approx 20\ в.$$

3. Мощность нагрузки трансформатора

$$P_{н.\,н} = 1{,}11 I_{ОН\,\max} U_{2Д} = 1{,}11 \cdot 0{,}5 \cdot 20 = 11\ ва.$$

4. Поперечное сечение стержня сердечника

$$Q_{с.\,н} = 1{,}2 \cdot 10^{-4} \sqrt{P_{н.\,н}} = 1{,}2 \cdot 10^{-4} \sqrt{11} \approx 0{,}0004\ м^2.$$

Для сердечника трансформатора выбираем электротехническую сталь марки Э42 с толщиной листа $\delta = 0{,}5$ *мм*, при этом $k_з = 0{,}92$. Тогда полное поперечное сечение стержня сердечника

$$Q'_{с.\,н} = \frac{Q_с}{k_з} = \frac{0{,}0004}{0{,}92} = 0{,}000435\ м^2.$$

Принимаем

$$Q'_{\text{с. н}} = 0{,}00044\ м^2.$$

5. Ориентировочная ширина стержня пластины сердечника

$$a_{\text{с. н}} = \sqrt{Q'_{\text{с. н}}} = \sqrt{0{,}00044} = 0{,}021\ м.$$

Выбираем стандартную пластину Ш=19 ($a'_{\text{с}} = 0{,}019\ м$).

6. Толщина пакета

$$b'_{\text{с. н}} = \frac{Q'_{\text{с. н}}}{a'_{\text{с. н}}} = \frac{0{,}00044}{0{,}019} = 0{,}023\ м.$$

Принимаем $b'_{\text{с. н}} = 0{,}023\ м$.

7. Коэффициент трансформации

$$k_{\text{н}} = \frac{U_{1\text{Д}} - \Delta U_1}{U_{2\text{Д}} + \Delta U_2} = \frac{250 - 0{,}25 \cdot 250}{20 + 0{,}25 \cdot 20} = 7{,}5.$$

8. Число витков первичной обмотки

$$W_1 = \frac{U_{1\,\max} - \Delta U_1}{4{,}44\, f\, B_{\max}\, Q_{\text{с.н}}} = \frac{340 - 0{,}25 \cdot 340}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}00044} = 2400.$$

9. Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = \frac{W_1}{k_{\text{н}}} = \frac{2400}{7{,}5} = 320.$$

Для настройки вторичную обмотку выполняем с $W_2 = 350$ витками и с отводами от 290 и 320-го витков.

10. Наибольшие ток и сечение вторичной обмотки

$$I_{2\,\max} = 1{,}11 I_{\text{ОН}\,\max} = 1{,}11 \cdot 0{,}5 = 0{,}555\ а;$$

$$q_2 = \frac{I_{2\,\max}}{j} = \frac{0{,}555}{3} = 0{,}185\ мм^2.$$

11. Наибольшие ток и сечение первичной обмотки

$$I_{1\,\max} = \frac{I_{2\,\max}}{k_{\text{н}}} = \frac{0{,}555}{7{,}5} = 0{,}074\ а;$$

$$q_1 = \frac{I_{1\,\max}}{j} = \frac{0{,}074}{3} = 0{,}024\ мм^2.$$

Выбираем для первичной обмотки провод марки ПЭВ-2 диаметром $d_1 = 0{,}18$ *мм* ($q_1 = 0{,}025$ *мм*^{2}), для вторичной обмотки провод марки ПЭВ-2 диаметром $d_2 = 0{,}49$ *мм* ($q_2 = 0{,}188$ *мм*^{2}).

Для проверки заполнения проводами обмоток окна магнитопровода следует воспользоваться методикой, изложенной в работе [15].

Трансформатор тока. Исходными данными для расчета трансформатора тока являются:

1. Сопротивление обмотки управления магнитного усилителя $R_{\text{от}}$.
2. Максимальный ток в обмотке обратной связи по току (принимается равным длительно допустимому току обмотки управления) $I_{\text{от max}}$.
3. Падение напряжения в выпрямителе $\Delta U_{\text{вт}}$.
4. Максимальный ток статора (максимальный ток первичной обмотки трансформатора тока) $I_{1\,\text{max}}$.

Величины $R_{\text{от}}$, $I_{\text{от max}}$ определяются при выборе силового магнитного усилителя, падение напряжения $\Delta U_{\text{вт}}$ — при расчете выпрямителя *ВТ*.

Если в качестве исполнительного двигателя используется асинхронный двигатель с индукционным роторным сопротивлением, то величина $I_{1\,\text{max}}$ может быть определена из следующего выражения [33]:

$$I^*_{1\,\text{max}} = \frac{M^*_{\text{max}} + 0{,}18}{N\,(1 - n^*_{\text{max}})^2 + 1{,}18 n^2_{\text{max}} + 0{,}18}, \qquad (25)$$

где $I^*_{1\,\text{max}} = \dfrac{I_{1\,\text{max}}}{I_{1\,\text{ном}}}$ — относительное значение максимального тока двигателя, $I_{1\,\text{ном}}$ — номинальный ток двигателя;

$M^*_{\text{max}} = \dfrac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}}$ — относительное значение максимального момента нагрузки;

$n^*_{\text{max}} = \dfrac{n_{\text{max}}}{n_0}$ — относительное значение скорости двигателя, соответствующее максимальному моменту нагрузки M_{max};

N — постоянный коэффициент, зависящий от параметров двигателя;

$$N = \frac{p n_{\text{ном}} (I'_{2\,\text{ном}})^2 (r'_2 + r'_{\text{экв и.с}})}{20\,000 f P_{\text{ном}}}, \qquad (26)$$

где p — число пар полюсов в двигателе;

f — частота источника питания;

$I'_{2\text{ном}} = k_e I_{2\text{ном}}$ — приведенное номинальное значение тока ротора;

k_e — коэффициент трансформации двигателя;

$P_{\text{ном}}$ — номинальная мощность двигателя, *квт*;

$n_{\text{ном}}$ — номинальная скорость вращения, *об/мин*;

$r'_2 = k_e^2 r_2$ — приведенное активное сопротивление ротора;

$r'_{\text{экв и. с}} = k_e^2 Z_{\text{экв}} \cos\varphi_{\text{и.с}}$ — приведенное активное сопротивление индукционного роторного сопротивления; эквивалентное сопротивление $Z_{\text{экв}}$ определяется при расчете *ИРС* [33], $\cos\varphi_{\text{и.с}} = 0{,}85$.

Если нельзя расчетным путем определить максимальный ток первичной обмотки $I_{\max}$, то следует принять его величину

$$I_{1\max} \approx 0{,}8 I_{1\text{ном}},$$

где $I_{1\text{ном}}$ — номинальный ток статора двигателя.

Напряжение вторичной обмотки трансформатора тока в режиме наибольшего момента нагрузки

$$U_{2\text{т}} = 1{,}11\,(I_{\text{от}\max} R_{\text{от}} + \Delta U_{\text{вт}}). \qquad (17')$$

Мощность нагрузки трансформатора

$$P_{\text{н. т}} = U_{2\text{т}} I_{2\max} = U_{2\text{т}} \cdot 1{,}11 I_{\text{от}\max}. \qquad (18')$$

Поперечное сечение сердечника трансформатора

$$Q_{\text{с. т}} = (1{,}6 \div 1{,}8)\, 10^{-4} \sqrt{P_{\text{н. т}}}\ м^2. \qquad (19')$$

Полное поперечное сечение стержня трансформатора с учетом коэффициента заполнения

$$Q'_{\text{с. т}} = \frac{Q_{\text{с. т}}}{k_з}\ м^2.$$

Ориентировочная ширина стержня пластины

$$a_{\text{с. т}} = \sqrt{Q'_{\text{с. т}}}\ м. \qquad (20')$$

Выбирается стандартная пластина электротехнической стали с ближайшим к расчетному размером $a'_{\text{с}}$ и определяется толщина пакета

$$b'_{\text{с. т}} = \frac{Q'_{\text{с. т}}}{a'_{\text{с. т}}}\ м. \qquad (21')$$

Коэффициент трансформации

$$k_{\text{т}} = \frac{I_{1\max}}{I_{2\max}}. \qquad (27)$$

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = \frac{U_{2\text{т}} + \Delta U_2}{4{,}44 f B_{\max} Q_{\text{с. т}}}, \qquad (28)$$

где $B_{\max}$ — допустимая величина индукции в сердечнике трансформатора тока (принимается равной $B_{\max} = 0{,}3 \div 0{,}4$ *тл*).

Число витков первичной обмотки

$$W_1 = \frac{W_2}{k_{\text{т}}}. \qquad (29)$$

Сечение проводов первичной и вторичной обмоток

$$q_1 = \frac{I_{1\max}}{j}; \quad q_2 = \frac{I_{2\max}}{j}.$$

Исходя из полученных значений q_1 и q_2, выбираются обмоточные провода ближайших стандартных сечений и проверяется заполнение окна магнитопровода проводами обмоток.

Пример. Рассчитать трансформатор тока.

Исходные данные: $R_{\text{от}} = 30$ *ом*; $I_{\text{от}\max} = 0{,}5$ *в*; $\Delta U_{\text{вт}} = 2{,}5$ *в*.

Поскольку в настоящей работе расчет индуктивного роторного сопротивления не приводится, считаем заданной величину максимального тока статора двигателя $I_{1\max} = 8$ *а*.

1. Напряжение вторичной обмотки трансформатора при максимальной нагрузке

$$U_{2\text{т}} = 1{,}11\,(I_{\text{от}\max} R_{\text{от}} + \Delta U_{\text{вт}}) = 1{,}11\,(0{,}5 \cdot 30 + 2{,}5) \approx 20\ в.$$

2. Мощность нагрузки трансформатора

$$P_{\text{н. т}} = 1{,}11 I_{\text{от max}} U_{2\text{т}} = 1{,}11 \cdot 0{,}5 \cdot 20 = 11 \text{ ва}.$$

3. Поперечное сечение сердечника

$$Q_{\text{с. т}} = 1{,}8 \cdot 10^{-4} \sqrt{P_{\text{нт}}} = 1{,}8 \cdot 10^{-4} \sqrt{11} = 0{,}0006 \text{ м}^2.$$

Для сердечника трансформатора выбираем электротехническую сталь марки Э42 с толщиной листа $\delta = 0{,}5$ ($k_{\text{з}} = 0{,}92$). При этом полное поперечное сечение стержня

$$Q'_{\text{с. т}} = \frac{Q_{\text{с. т}}}{k_{\text{з}}} = \frac{0{,}0006}{0{,}92} = 0{,}00065 \text{ м}^2.$$

4. Ориентировочная ширина стержня пластины

$$a_{\text{с. т}} = \sqrt{Q'_{\text{с. т}}} = \sqrt{0{,}00065} = 0{,}0255 \text{ м}.$$

Выбираем стандартную пластину Ш - 25 ($a'_{\text{с}} = 0{,}025$ м).

5. Толщина пакета

$$b'_{\text{с. т}} = \frac{Q'_{\text{с. т}}}{a'_{\text{с. т}}} = \frac{0{,}00065}{0{,}025} = 0{,}026 \text{ м}.$$

Принимаем $b'_{\text{с. т}} = 0{,}026$ м.

6. Коэффициент трансформации

$$k_{\text{т}} = \frac{I_{1\text{max}}}{I_{2\text{max}}} = \frac{8}{0{,}555} = 14{,}4.$$

7. Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = \frac{U_{2\text{т}} + \Delta U_2}{4{,}44 \cdot f B_{\text{max}} Q_{\text{с. т}}} = \frac{20 + 0{,}25 \cdot 20}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}0006} = 470.$$

8. Число витков первичной обмотки

$$W_1 = \frac{W_2}{k_{\text{т}}} = \frac{470}{14{,}4} = 33.$$

9. Сечение проводов первичной и вторичной обмоток

$$q_1 = \frac{I_{1\text{max}}}{j} = \frac{8}{3} = 2{,}7 \text{ мм}^2;$$

$$q_2 = \frac{I_{2\text{max}}}{j} = \frac{0{,}555}{3} = 0{,}185 \text{ мм}^2.$$

Выбираем для первичной обмотки провод марки ПБД диаметром $d_1 = 1{,}96$ *мм* ($q_1 = 2{,}99$ *мм*^{2}), для вторичной обмотки провод марки ПЭВ-2 диаметром $d_2 = 0{,}49$ *мм* ($q_2 = 0{,}188$ *мм*^{2}).

Вторичную обмотку для настройки привода выполнить: $W_2 = 370$ с отводами от 330 и 350-го витков.

Далее следует проверка заполнения окна магнитопровода проводами обмоток.

На рис. 21 показана схема дроссельного привода с трехобмоточным трансформатором. В этой схеме также используются обратные связи по току и напряжению двигателя, однако вместо двух измерительных трансформаторов применен один трехобмоточный трансформатор *ТТО*. Этот трансформатор имеет две первичные обмотки (токовую $W_т$ и обмотку напряжения $W_н$), включенные встречно, и одну вторичную W_2. Напряжение со вторичной обмотки подается через полупроводниковый выпрямитель *В* на обмотку управления силового магнитного усилителя *МУ*. В цепь обмотки напряжения $W_н$ включено дополнительное сопротивление $x_д$. Как показано в работе [32], при выборе величины этого сопротивления

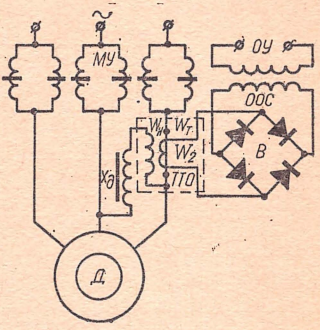

Рис. 21. Схема дроссельного привода с трехобмоточным трансформатором.

$$x_д = \frac{R_1 \sin\varphi}{\cos\varphi},$$

где R_1 — активное сопротивление цепи обмотки напряжения.

Ток во вторичной обмотке трансформатора *ТТО*

$$I_2 = \alpha'_н U - \alpha'_т I.$$

Понятно, что последнее выражение справедливо только в том случае, когда коэффициент мощности нагрузки $\cos\varphi_н$ ($\varphi = \varphi_н - 30°$) остается постоянным при изменении тока нагрузки в широких пределах, а это, как известно, характерно для асинхронного двигателя с ротором Шенфера и с индукционным роторным сопротивлением.

При использовании трехобмоточного трансформатора требуется только одна обмотка результирующей обратной связи вместо двух обмоток в обычных схемах (рис. 19, *а*).

С точки зрения динамических режимов схема, приведенная на рис. 21, отличается от описанной ранее схемы (рис. 19, *а*) тем, что на силовой магнитный усилитель подается лишь результирующий сигнал обратной связи. При этом суммируются сигналы обратных связей по току и напряжению на *ТТО* практически без запаздывания.

10. СХЕМА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ (СХЕМА В. С. КУЛЕБАКИНА)

При малых нагрузках или при холостом ходе, когда ток асинхронного электродвигателя невелик, получить значительное падение напряжения на дросселе насыщения *ДН*, включенном последовательно с двигателем и, следовательно, небольшое падение напряжения на двигателе, очень трудно. Причиной этого является конечное сопротивление *ДН* при отсутствии подмагничивания.

В некоторых случаях важно обеспечить работу двигателя на низких скоростях при малых нагрузочных моментах. Чтобы расширить диапазон регулирования скорости вращения, акад. В. С. Кулебакин предложил схему с последовательно-параллельным соединением *ДН* (рис. 22, *а*) [24]. В этой схеме напряжение на двигателе изменяется с помощью *ДН*, включенных последовательно ($ДН_1$) и параллельно ($ДН_2$) нагрузке (двигателю). *ДН* подмагничивается таким образом, что при увеличении ампер-витков управления $ДН_1$ уменьшаются ампер-витки управления $ДН_2$. Следовательно, в этой схеме всегда можно получить напряжение на двигателе, близкое к нулю.

Как показывают исследования [5], суммарный вес обоих *ДН* в схеме В. С. Кулебакина может быть меньше, чем в обычной схеме с одним последовательно соединенным *ДН*. Действительно, для обеспечения работы при малом моменте и на низкой скорости *ДН* в обычной схеме должен иметь большое сопротивление при нулевом подмагничивании Z_0, что обеспечивается за счет увеличения числа витков силовых обмоток *ДН*, так как

$$Z_0 = k_0 W^2,$$

Это приводит к тому, что вес такого *ДН* оказывается сравнительно большим. В схеме В. С. Кулебакина можно увеличить расчетный ток холостого хода $ДН_1$ до величины, соответствующей его минимуму веса, ибо зависимость веса *ДН* от тока холостого хода при заданном напряжении сети и максимальном токе всегда имеет минимум [5]. Необходимое падение напряжения на $ДН_1$ достигается за счет подмагничивания $ДН_2$.

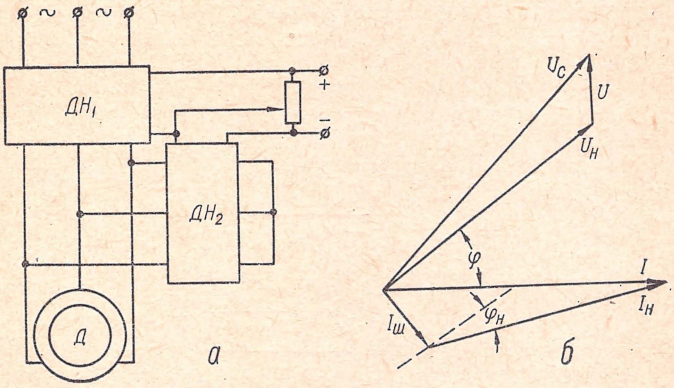

Рис. 22. Последовательно-параллельное соединение дросселей насыщения с асинхронным двигателем:
а — принципиальная схема; *б* — векторная диаграмма напряжений и токов.

Остановимся на определении максимальных токов и напряжений последовательного и параллельного *ДН*. Максимальные значения токов и напряжений являются исходными при расчете *ДН* [4, 5].

Используя векторную диаграмму* токов и напряжений, составленную для двигателя с последовательно-параллельным соединением *ДН* (рис. 22, *б*), можно вывести выражения для токов и напряжений *ДН*:

$$U_с^2 = (U + U_н \sin\varphi)^2 + (U_н \cos\varphi)^2; \qquad (30)$$

$$I^2 = (I_ш + I_н \sin\varphi_н)^2 + (I_н \cos\varphi_н)^2; \qquad (31)$$

$$\sin\varphi = \frac{I_ш + I_н \sin\varphi_н}{I}, \qquad (32)$$

* При составлении диаграммы пренебрегаем активным сопротивлением *ДН*.

где $U_с$, $U_н$ и U — напряжения сети, на нагрузке (двигателе) и дросселе насыщения соответственно;

I, $I_н$, $I_ш$ — токи сетевой, нагрузочный и через шунтирующий дроссель насыщения соответственно;

φ и $\varphi_н$ — углы между напряжением нагрузки, сетевым и нагрузочным током соответственно.

Известными величинами в уравнениях (30)—(32) являются $I_н$, $U_н$, $\varphi_н$, неизвестными — U, $I_ш$, I и φ. Так как число неизвестных на единицу больше числа уравнений, то вводим, как переменный коэффициент, отношение тока в неразветвленной части схемы сетевого тока к току нагрузки:

$$k_I = \frac{I}{I_н} > 1. \tag{33}$$

Из уравнений (31) и (33) получаем выражение для тока через $ДН_2$:

$$I_ш = I_н(\sqrt{k_I^2 - \cos^2\varphi_н} - \sin\varphi_н). \tag{34}$$

Из уравнений (32)—(34) определяем

$$\sin\varphi = \frac{\sqrt{k_I^2 - \cos^2\varphi_н}}{k_I}, \tag{35}$$

а из уравнения (30) — напряжение на $ДН$

$$U = \sqrt{U_с^2 - U_н^2\cos^2\varphi} - U_н\sin\varphi. \tag{36}$$

Очевидно, что ток и напряжения $ДН$ имеют максимальное значение в двух предельных режимах: режиме максимального подмагничивания $ДН_1$ (или нулевого — $ДН_2$) и нулевого подмагничивания $ДН_1$ (или максимального — $ДН_2$). Обозначим отношение (33) для этих двух рассматриваемых режимов через k_{1I} и k_{2I} соответственно. Тогда, зная в этих режимах напряжение, ток и коэффициент мощности двигателя, можно для заданных значений коэффициентов k_{1I} и k_{2I} найти по формулам (30)—(36) максимальные токи и напряжение $ДН$. Таким образом, все параметры $ДН$ являются функцией двух независимых переменных k_1 и k_2, что дает возможность искать минимум веса и стоимости активных материалов обоих $ДН$ в функциях от этих двух переменных. Оптимальные значения указанных коэффициентов находятся в пределах:

$$k_{1I} = 1{,}02 - 1{,}10; \quad k_{2I} = 2{,}0 - 2{,}5.$$

Исследования показали, что схема В. С. Кулебакина экономически эффективна только для двигателей малой мощности (до 250—300 *вт*).

11. СХЕМА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ

В рассматриваемых выше схемах скорость вращения двигателя сохраняется примерно постоянной при изменении момента нагрузки лишь в относительно узких пределах; с уменьшением регулируемой скорости эти пределы сужаются. Главная причина неудовлетворительной жесткости механических характеристик состоит в том, что коэффициенты обратных связей по току и напряжению, подобранные при наладке для заданного значения скорости двигателя, сохраняются, естественно, постоянными при изменении момента нагрузки и не создают ампер-витков подмагничивания, которых было бы достаточно для изменения сопротивления *ДН* на нужную величину. Для улучшения статических характеристик дроссельного электропривода, т. е. зависимости скорости при регулировании от момента нагрузки, необходимо применять нелинейные обратные связи.

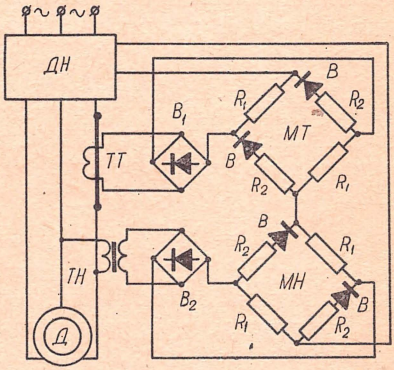

Рис. 23. Схема дроссельного управления асинхронным двигателем с нелинейными обратными связями по току и напряжению.

Первая схема, в которой были осуществлены нелинейные обратные связи для улучшения статических характеристик дроссельного электропривода, принадлежит А. В. Голованову [13]. Так как полное сопротивление двигателя однозначно определяет его скорость, то по величине этого сопротивления можно определить скорость вращения двигателя. В схеме А. В. Голованова сигнал управления, зависящий от сопротивления двигателя,

вырабатывается двумя нелинейными мостами, включенными в цепи обратных связей по току и напряжению двигателя. Такое устройство дает возможность получить жесткие статические характеристики в широком диапазоне изменения момента нагрузки.

Принципиальная схема дроссельного электропривода с нелинейными обратными связями по току и напряжению двигателя показана на рис. 23. Сигналы, пропорциональные напряжению и току, через трансформаторы *ТН* и *ТТ* и вентильные мосты B_1 и B_2 подаются на логарифмические нелинейные мосты *МН* и *МТ*, в два противоположных плеча которых включены активные сопротивления R_1, в два других — селеновые вентили *В* и сопротивления R_2.

Напряжение на выходной диагонали каждого моста пропорционально логарифму напряжения на его входной диагонали. Обе выходные диагонали мостов включены навстречу одна другой, так что ампер-витки управления *ДН*

$$aw_{\text{у}} = k_{\text{а}} (\lg U - \lg I) = k_{\text{а}} \lg \frac{U}{I} = k_{\text{а}} \lg Z_{\text{дв}}.$$

Учитывая зависимость сопротивления двигателя от его скорости, получаем, что ампер-витки управления примерно пропорциональны скорости вращения двигателя.

Ю. М. Розов дал общее решение задачи о синтезе систем дроссельного управления электроприводами с применением нелинейных обратных связей. В работе [33] он показал, что при применении обратных связей по току и напряжению двигателя в системах регулирования скорости можно полностью скомпенсировать отклонение скорости от заданной величины, вызванное изменением момента нагрузки или другими возмущениями. Кроме того, им доказано, что в схемах дроссельного электропривода с нелинейными обратными связями можно получить не только компенсацию, но и перекомпенсацию ошибки по скорости.

Системы дроссельного управления с применением нелинейных обратных связей для улучшения статических характеристик регулируемого электропривода только начинают применяться и, несомненно, являются весьма перспективными.

IV. РЕВЕРСИВНЫЕ СХЕМЫ ДРОССЕЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

12. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Для реверсивного управления трехфазными асинхронными двигателями используются шести,- пяти- и четырехдроссельные схемы (рис. 24). Все режимы работы двигателей, управляемых по этим схемам, являются несимметричными в результате наличия токов обратной последовательности, обусловленных конечным сопротивлением неподмагниченных дросселей насыщения [1].

Габариты дросселей насыщения пропорциональны так называемой габаритной мощности:

$$P_{\text{дн}} = mU_{\text{дн}}I_{\text{дн}},$$

где $P_{\text{дн}}$ — габаритная мощность;
m — число однофазных дросселей;
$U_{\text{дн}}$ — максимальное напряжение на дросселе при нулевом подмагничивании, которое в реверсивной схеме равно линейному напряжению источника питания.

Для сравнения по габаритам приведенных схем габаритную мощность дросселей насыщения в реверсивной схеме выразим относительно габаритной мощности дросселей в трехфазной нереверсивной симметричной схеме

$$P \approx 3U_{\text{ном}}I_{\text{ном}},$$

где $U_{\text{ном}}$ — номинальное фазное напряжение двигателя;
$I_{\text{ном}}$ — номинальный ток двигателя.

Для схемы, изображенной на рис. 24, *а*, в которой могут быть использованы шесть однофазных или два трехфазных дросселя насыщения, относительная габаритная мощность дросселей

$$P^*_{\text{VI}} = \frac{P_{\text{дн}}}{P} \approx \frac{6\sqrt{3}\,U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}}{3U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}} \approx 3{,}5,$$

так как в рассматриваемой схеме $m = 6$.

Если дроссели насыщения изготовлены в однофазном исполнении, для реверсивной схемы можно использовать пять дросселей вместо шести (рис. 24, *б*). В этой схеме один из дросселей должен подмагничиваться как при прямом, так и при обратном вращении двигателя. Отно-

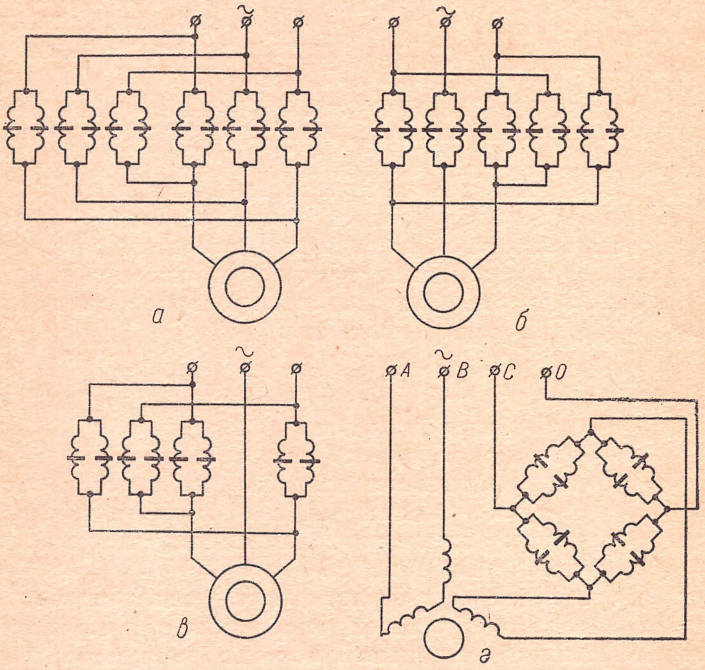

Рис. 24. Принципиальные реверсивные схемы дроссельного управления трехфазными асинхронными двигателями.

сительная габаритная мощность дросселей насыщения в пятидроссельной схеме

$$P_{\text{V}}^{*} \approx \frac{5\sqrt{3}U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}}{3U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}} \approx 2{,}9.$$

Реверсивную схему можно осуществить и на четырех дросселях насыщения (рис. 24, *в*). В этой схеме дроссели в одной фазе отсутствуют, поэтому в режиме максимального подмагничивания прямых или обратных дросселей возникает асимметрия напряжений на фазах двигателя,

зависящая от соотношения сопротивлений фаз двигателя и сопротивлений подмагниченных дросселей. В связи с этим необходимо увеличить мощность двигателя по сравнению с нереверсивной схемой, а габаритная мощность дросселей будет несколько больше, чем

$$P^*_{\text{IV}} \approx \frac{4\sqrt{3}U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}}{3U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}} \approx 2{,}3.$$

Таким образом, эта схема дает незначительное уменьшение габаритной мощности дросселей насыщения по сравнению с пятидроссельной схемой, но требует завышения мощности исполнительного двигателя примерно в 2 раза.

Вес дросселей в шестидроссельной схеме при однофазной их конструкции на 20% больше, а мощность управления в 1,3 раза меньше, чем в пятидроссельной схеме. При трехфазной конструкции мощность управления на 20% меньше, а вес дросселей одинаков с пятидроссельной схемой [1].

Для систем двухпозиционного регулирования можно применить также реверсивную мостовую схему с двухфазным включением двигателя (рис. 24, *г*). При этом две фазы статорной обмотки двигателя, соединенные последовательно (обмотка возбуждения), подключаются к двум фазам источника питания (на линейное напряжение). Третья фаза статора (обмотка управления) через мост, состоящий из четырех дросселей насыщения, подключается между нулем и третьей фазой источника. Изменение направления вращения двигателя осуществляется реверсированием фазы напряжения на обмотке управления при подмагничивании одной пары и размагничивании другой пары дросселей насыщения, образующих мост. Относительная габаритная мощность дросселей насыщения для этой схемы

$$P^*_{\text{IV м}} \approx \frac{4U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}}{3U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}} \approx 1{,}3,$$

т. е. она наименьшая по сравнению с габаритной мощностью рассмотренных схем.

В реверсивных схемах для стабилизации скорости вращения двигателя также используется обратная связь

по скорости или дифференциальные обратные связи по току и напряжению двигателя. На рис. 25 показана схема реверсивного привода с отрицательной обратной связью по напряжению двигателя и положительной связью по току. Основные элементы привода: силовые магнитные усилители *МУI* и *МУII*, промежуточные магнитные усилители *МУIII* и *МУIV*, измерительные трансформаторы тока *ТТ* и напряжения *ТН*, выпрямители в цепях обратных связей *ВТ* и *ВН* и трехфазный асинхронный двигатель *Д*.

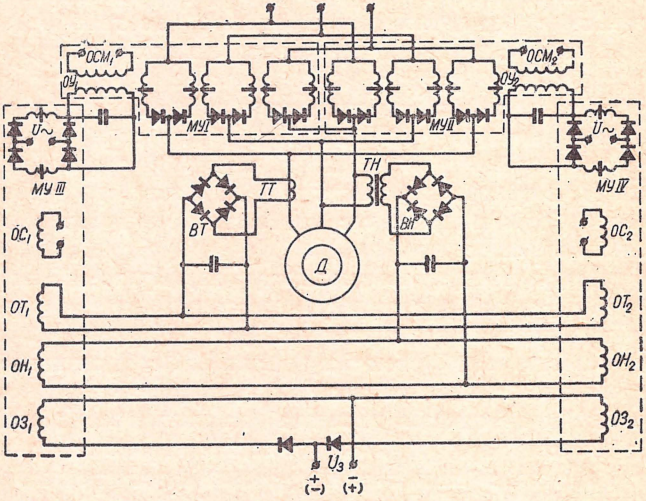

Рис. 25. Схема реверсивного привода.

Промежуточные магнитные усилители имеют по четыре обмотки управления: $ОС_1$ и $ОС_2$ — обмотки смещения для выбора рабочего участка нагрузочной характеристики; $ОТ_1$ и $ОТ_2$ — обмотки положительной обратной связи по току двигателя; $ОН_1$ и $ОН_2$ — обмотки отрицательной обратной связи по напряжению; $ОЗ_1$ и $ОЗ_2$ — обмотки управления для задания требуемого направления вращения и величины скорости вращения двигателя. Промежуточные усилители *МУIII* и *МУIV* производят суммирование и усиление управляющего сигнала $U_З$ и сигналов обратных связей. Нагрузкой промежуточных усилителей являются обмотки управления соответствующих

силовых магнитных усилителей, так что ток на выходе усилителей *МУIII* и *МУIV* является током управления усилителей *МУI* и *МУIII*.

Приведенная схема выполнена на двух трехфазных магнитных усилителях с внутренней обратной связью. В зависимости от конкретного назначения эта схема может быть выполнена на шести, пяти или четырех однофазных магнитных усилителях.

Управление приводом осуществляется задающим сигналом постоянного тока $U_З$, который подается на обмотки управления $ОЗ_1$ и $ОЗ_2$ промежуточных усилителей. Полярность этого сигнала определяет, какой из силовых магнитных усилителей подмагничивается, а тем самым определяется порядок чередования фаз на статоре двигателя и направление вращения его. Величина сигнала $U_З$ определяет величину скорости вращения двигателя.

Обратная связь в реверсивной схеме влияет на подмагничивание только одного из силовых магнитных усилителей, соответствующего направлению вращения двигателя, заданному полярностью управляющего сигнала $U_З$. В приведенной схеме сигнал обратной связи (по току и напряжению) подается одновременно на обмотки обоих промежуточных магнитных усилителей, но ток протекает только в нагрузке одного из них (в нагрузке другого усилителя при этом протекает только ток холостого хода). Это объясняется формой нагрузочных характеристик $I_н = f(I_у)$ промежуточных усилителей *МУIII* и *МУIV*. В качестве усилителей здесь используются дроссельные магнитные усилители с внутренней обратной связью. Нагрузочные характеристики этих усилителей одинаковы (рис. 26).

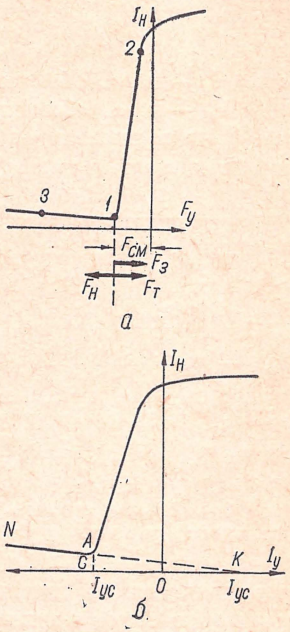

Рис. 26. Характеристики магнитных усилителей с внутренней обратной связью.

При помощи обмоток смещения $ОС_1$ и $ОС_2$ рабочие точки на нагрузочных характеристиках усилителей (рис. 26, *а*) устанавливают в положении *1*. Обратные связи настраивают так, чтобы при номинальном моменте нагрузки на валу двигателя и заторможенном роторе

$$F_т \approx F_н,$$

где $F_т$ — н. с. обмотки обратной связи по току;

$F_н$ — н. с. обмотки обратной связи по напряжению.

При подаче задающего сигнала на один из промежуточных магнитных усилителей рабочая точка на его нагрузочной характеристике перемещается по рабочему участку *1—2*. В это время рабочая точка на нагрузочной характеристике второго промежуточного усилителя, находящегося под воздействием только сигналов обратных связей, перемещается по нерабочему участку *1—3*. Поскольку участок *1—3* нагрузочной характеристики почти параллелен оси абсцисс, то обратные связи практически не влияют на ток нагрузки того усилителя, на который не подан задающий сигнал. Для компенсации влияния тока х. х. промежуточных усилителей на подмагничивание силовых усилителей *МУI* и *МУII* используются обмотки смещения $ОСМ_1$ и $ОСМ_2$.

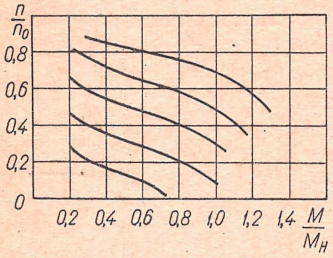

Рис. 27. Механические характеристики реверсивного дроссельного привода.

Понятно, что в описанной схеме в качестве усилителей *МУIII* и *МУIV* могут быть применены магнитные усилители с нагрузочной характеристикой, несимметричной относительно оси ординат, т. е. усилители, обладающие фазовой чувствительностью. Такую характеристику, как известно, имеют дроссельные магнитные усилители с внутренней обратной связью. Однако недостаточно только того, чтобы нагрузочная характеристика была несимметрична. Для работы схемы необходимо, чтобы левая ветвь характеристики была параллельна оси абсцисс (или наклонена к ней под незначительным углом), так как лишь в этом случае изменение подмаг-

ничивания промежуточного усилителя, находящегося под воздействием только сигналов обратных связей, не будет влиять на силовой магнитный усилитель.

Наклон левой ветви нагрузочной характеристики магнитного усилителя определяется его параметрами. На рис. 26, *б* показана характеристика $I_н = f(I_у)$ магнитного усилителя с внутренней обратной связью. Продолжим прямую AN (левую ветвь характеристики) вправо до пересечения с осью абсцисс в точке K. Как показано в работе [31], этой точке соответствует ток управления

$$I_{уK} = \frac{W_\sim}{2W_у} I_{х.\,х},$$

где $I_{уK}$ — ток управления, соответствующий точке K;
$W_\sim$ — число витков силовой обмотки магнитного усилителя;
$W_у$ — число витков обмотки управления;
$I_{х.\,х}$ — ток х. х. магнитного усилителя, соответствующий отрезку AC на нагрузочной характеристике.

Отрезку OC соответствует ток управления

$$I_{ус} = -\frac{W_\sim}{2W_у} I_{х.х}.$$

Наклон левой ветви характеристики к оси абсцисс определяется так:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{AC}{CK} = \frac{AC}{CO + OK},$$

но

$$AC = I_{х.\,х},\ CO = |I_{ус}|,\ OK = I_{уK},$$

следовательно,

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{I_{х.\,х}}{|I_{ус}| + I_{уK}} = \frac{I_{х.\,х}}{\frac{W_\sim}{2W_у} I_{х.\,х} + \frac{W}{2W_у} I_{х.\,х}} = \frac{W_у}{W_\sim}.$$

Таким образом, наклон левой ветви характеристики $I_н = f(I_у)$ определяется соотношением чисел витков обмотки управления и силовой обмотки.

На рис. 27 показаны механические характеристики реверсивного привода, выполненного по схеме рис. 25.

Двухфазные асинхронные двигатели наиболее распространены в качестве исполнительных элементов систем автоматического регулирования. В этих случаях они, как правило, включаются по реверсивной схеме. Рассмотрим основные схемы включения двухфазных асинхронных двигателей, в которых реверс осуществляется с помощью дросселей насыщения *ДН*.

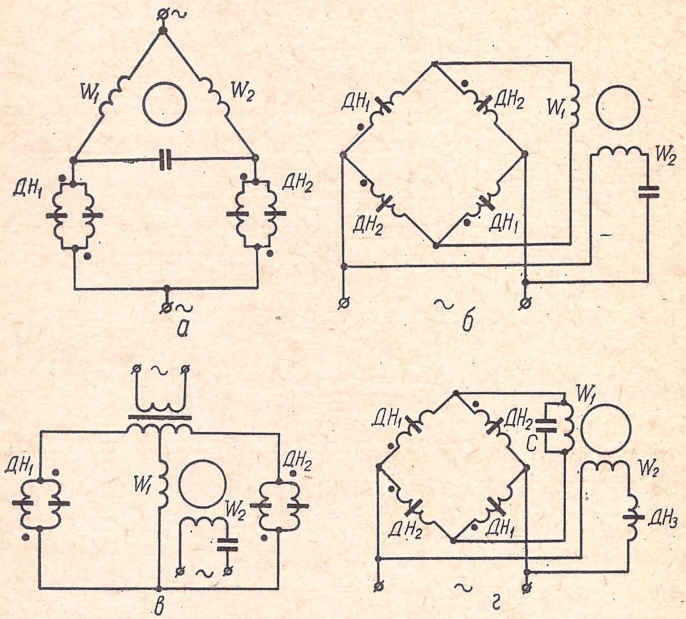

Рис. 28. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем.

На рис. 28, *а** изображена мостовая двухдроссельная схема управления электродвигателем, в которой в два смежных плеча моста включены обмотки двигателей W_1 и W_2, а в два других — однотактные *ДН*. К одной диагонали моста подводится напряжение сети, а в другую включен фазосдвигающий конденсатор. Когда оба *ДН*

* Обмотки управления на рис. 28—30 не показаны.

неподмагничены, напряжение на конденсаторе равно нулю, так как мост уравновешен. Токи обеих обмоток двигателя совпадают при этом по фазе и, следовательно, момент двигателя также равняется нулю.

Если сопротивление одного *ДН* при подмагничивании принять равным нулю, а при недомагничивании — бесконечности, одна из обмоток двигателя оказывается подсоединенной к сети непосредственно, а другая — через последовательно соединенный конденсатор. Подбором емкости можно добиться равенства токов в обмотках двигателя и сдвига их по фазе, близкого к $\pi/2$, т. е. получить круговое вращающееся поле. Для реверсирования двигателя необходимо подмагнитить *ДН*, находящийся в соседнем плече моста.

В схемах управления двухфазным двигателем, изображенных на рис. 28, *б* и *в*, использованы два двухтактных *ДН*, включенные по мостовой четырехдроссельной (четыре однотактных дросселя) и дифференциальной схемам. С помощью этих *ДН* напряжение подается на одну из обмоток W_1 двигателя, вторая обмотка W_2 постоянно включена в сеть через конденсатор. При подмагничивании $ДН_1$ на обмотку W_1 двигателя подается напряжение сети и он начинает вращаться в прямом направлении, при подмагничивании $ДН_2$ фаза напряжения изменяется на обратную и двигатель вращается в противоположном направлении. Достоинство этих схем в том, что в них можно производить реверс двигателя без фазосдвигающего конденсатора (при питании от трехфазной сети с выведенным нулем).

Недостаток обеих рассмотренных схем заключается в том, что по сетевой обмотке W_2 всегда протекает ток, вызывая нагрев двигателя. Для устранения этого недостатка последовательно с сетевой обмоткой двигателя включают дополнительный однотактный $ДН_3$ (рис. 28, *г*). Этот $ДН_3$ заперт при отсутствии сигнала управления и полностью открыт при появлении сигнала управления. Фазосдвигающий конденсатор подключается при этом к обмотке, в которой изменяется направление тока, ибо последовательное соединение *ДН* и емкости может дать в результате весьма небольшое сопротивление.

Для сравнения схем (рис. 28) по габаритной мощности двигателей зададимся определенной величиной продолжительности включения (ПВ). Например, пусть ПВ=0,25.

В режиме пуска можно считать, что пусковой момент двигателя

$$M_{\text{п}} \equiv I_1 I_2,$$

где I_1 и I_2 — токи обмоток двигателя.

В мостовой двухдроссельной схеме (рис. 28, *а*) обе фазы двигателя могут быть включены на полное напряжение сети, т. е. $I_1 = I_2 = I_{\text{ном}} = 1$ и, следовательно, $M = M_{\text{п. ном}} = 1$ отн. ед. В мостовой четырехдроссельной и в дифференциальной схемах напряжение и ток в сетевой обмотке должны быть по условиям нагрева уменьшены в

$$\frac{1}{\sqrt{\text{ПВ}}} = \frac{1}{\sqrt{0{,}25}} = 2$$

раза [1]. На другую обмотку может быть подано полное напряжение, т. е. $M_{\text{п}} = 1 \cdot 0{,}5 = 0{,}5$. Соответственно для получения $M_{\text{п}} = 1$ (рис. 28, *а* и *г*) габаритная мощность двигателя должна быть увеличена в

$$\frac{1}{\sqrt[4]{\text{ПВ}}} = \frac{1}{\sqrt[4]{0{,}25}} = \sqrt{2} \qquad (37)$$

раз по сравнению с мостовой двухдроссельной схемой. Сравним габаритные мощности *ДН* в рассмотренных выше схемах при одном и том же пусковом моменте $M_{\text{п}} = 1$.

В мостовой двухдроссельной схеме (рис. 28, *а*) суммарная габаритная мощность *ДН*

$$P_{\text{ДН}} = 2U_{\max} I_{\max},$$

где $U_{\max}$ — максимальное напряжение *ДН*;

$I_{\max}$ — максимальный ток.

При условии получения кругового вращающегося поля максимальное напряжение и ток дросселя связаны с номинальными напряжением и током двигателя следующими соотношениями [1]:

$$U_{\max} = \sqrt{2} U_{\text{ном}};$$

$$I_{\max} = \sqrt{2} I_{\text{ном}}.$$

Тогда

$$P_{\text{ДН}} = 4U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}.$$

Для мостовой четырехдроссельной схемы (рис. 28, *б*) суммарная габаритная мощность *ДН* с учетом соотношения (37)

$$P_{\text{дн}} = 4U_{\max}I_{\max}\sqrt{2} = 4\sqrt{2}U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}.$$

Для дифференциальной схемы (рис. 28, *в*) габаритная мощность *ДН*

$$P_{\text{дн}} = 2U_{\max}I_{\max},$$

причем

$$U_{\max} \approx 2U_{\text{ном}} \quad \text{и}$$
$$I_{\max} \approx I_{\text{ном}} + I_{\text{о}},$$

где $I_{\text{о}}$ — ток х. х. *ДН*, который для маломощных приводов порядка 1—50 *вт* составляет: $I_{\text{о}} \approx 0{,}5\ I_{\text{ном}}$. Тогда с учетом соотношения (37) суммарная габаритная мощность *ДН*

$$P_{\text{дн}} \approx 2 \cdot 2U_{\text{ном}} \cdot 1{,}5I_{\text{ном}}\sqrt{2} = 6\sqrt{2}U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}.$$

Для приводов мощностью более 50 *вт*

$$I_{\max} \approx I_{\text{ном}},$$

т. е.

$$P_{\text{дн}} \approx 4\sqrt{2}U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}.$$

В дифференциальной схеме необходимо также учесть габариты сетевого трансформатора, который должен быть рассчитан на мощность

$$P = 2U_{\text{ном}} \cdot 1{,}5I_{\text{ном}} \text{ для } P \leqslant 50\ вт;$$
$$P = 2U_{\text{ном}}I_{\text{ном}} \text{ для } P \leqslant 50\ вт.$$

В схеме на рис. 28, *г* суммарная габаритная мощность *ДН*

$$P_{\text{дн}} = 4U_{\text{ном}}I_{\text{ном}} + U_{\text{ном}}I_{\text{ном}} = 5U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}.$$

Таким образом, при одном и том же пусковом моменте наименьшая габаритная мощность *ДН* соответствует мостовой двухдроссельной схеме, а наибольшая (с учетом габаритов сетевого трансформатора) — дифференциальной схеме. Однако следует отметить, что дифференциальная схема при наличии сетевого трансформа-

тора дает возможность получить любое нужное напряжение на реверсируемой обмотке двигателя и электрически развязать схему управления от сети.

При длительной работе двигателя (ПВ=I) схемы на рис. 28, *а* и *б* равноценны по расходу активных материалов.

Для рассмотренных выше схем выбираем фазосдвигающий конденсатор. Как известно, фазосдвигающий конденсатор необходим для получения кругового вращающегося поля в одном из режимов двигателя (например, при пуске). Условия получения такого поля следующие [37]:

1) отношение числа витков обмоток

$$k_w = \frac{W_1}{W_2} = \operatorname{tg}\varphi, \tag{38}$$

где W_1 и W_2 — число витков сетевой и реверсируемой обмоток двигателя соответственно;

φ — угол между током и напряжением сетевой обмотки;

2) фазосдвигающая емкость

$$C = \frac{\cos^2\varphi \cdot 10^6}{2\pi f x} = \frac{\cos^2\varphi}{\sin\varphi} \cdot \frac{10^6}{2\pi f Z},$$

где Z — сопротивление сетевой обмотки двигателя при пуске,

$$Z = \frac{U_{ном}}{I_{пуск}}.$$

В общем случае из-за невыполнения первого условия поле двигателя всегда будет эллиптическим. Приведенная формула для фазосдвигающей емкости в этом случае пригодна, следовательно, только для ориентировочных расчетов.

Пример. Величину фазосдвигающей емкости для двухфазного двигателя типа 2АСМ-400 определим из условия пуска. Исходные данные для расчета: $\cos\varphi = 0{,}8$; $I_{ном} = 0{,}4\ а$; $\sin\varphi = 0{,}4$; $U_{ном} = 110\ в$;

$$I_{пуск} = 1{,}5 I_{ном} = 1{,}5 \cdot 0{,}4 = 0{,}6\ а.$$

Фазосдвигающая емкость

$$C = \frac{0{,}8^2 \cdot 10^6 \cdot 0{,}6}{0{,}6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 110} = 18{,}5\ мкф.$$

Условие (38) обычно не выполняется, поэтому полученный результат важен только для выяснения порядка величины фазосдвигающей емкости. На практике эта величина выбирается для данного типа двигателя в пределах 8—20 *мкф* в зависимости от величины момента нагрузки. Большие значения емкости относятся к большим значениям момента нагрузки.

Схема реверсивного управления с компенсацией вносимого индуктивного сопротивления. Магнитный усилитель (или дроссель насыщения) вносит в цепь управления двигателя добавочное индуктивное сопротивление, которое искажает его механические и регулировочные характеристики и отрицательно влияет на работу исполнительного механизма.

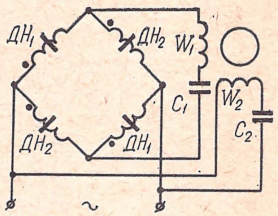

Рис. 29. Мостовая четырехдроссельная схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с компенсацией вносимого индуктивного сопротивления.

Работу исполнительного механизма можно значительно улучшить, если свести к минимуму влияние магнитного усилителя на характеристики двигателя. Рассмотрим, например, мостовую четырехдроссельную схему управления двухфазным асинхронным двигателем (рис. 29). В этом случае [30] величина сопротивления, вносимого в обмотку двигателя,

$$x_{вн} = \frac{2x_1x_2}{x_1 + x_2},$$

где x_1 и x_2 — сопротивления плеч моста (дросселей) в заданном режиме. (Сопротивления дросселей приняты чисто индуктивными).

Сопротивление $x_{вн}$ искажает механическую характеристику двигателя, создавая на малых скоростях участки с отрицательным статизмом, что приводит к неустойчивой работе автоматической системы с рассматриваемой схемой включения исполнительного асинхронного двигателя. Этот недостаток можно устранить при включении последовательно с управляющей обмоткой W_1 такой емкости C_1, чтобы скомпенсировать вносимое сопротивление — $x_{вн}$. Эта емкость должна скомпенсиро-

вать вносимое сопротивление при нулевом сигнале управления, т. е. когда все дроссели неподмагничены и их сопротивления равны друг другу. При этом вносимое сопротивление

$$x_{вн} = \frac{2x_0x_0}{x_0 + x_0} = x_0,$$

где x_0 — сопротивление дросселя, находящегося в одном из плеч моста. Величина компенсирующей емкости

$$C_1 = \frac{10^6}{2\pi f x_0} \text{ мкф}.$$

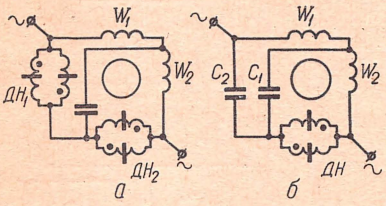

Рис. 30. Схемы реверсивного дроссельного привода с двухфазным асинхронным двигателем для различных нагрузок:
а — симметричной; *б* — несимметричной.

Если такая компенсация осуществлена, то искажения механических характеристик двигателя не будет, что дает возможность полнее использовать габаритную мощность двигателя и значительно улучшить точность работы исполнительного механизма. Компенсация сопротивления $x_{вн}$, кроме того, обеспечивает постоянство фазы напряжения, приложенного непосредственно к обмотке управления двигателя [30].

Схемы реверсивного управления, разработанные в Институте электротехники АН УССР. В схеме* (рис. 30, *а*) при подмагничивании $ДН_1$ конденсатор подсоединяется параллельно одной из обмоток двигателя. При подмагничивании $ДН_2$ конденсатор подсоединяется параллельно другой обмотке двигателя и направление вращения двигателя изменяется на противоположное. Схема отличается хорошим быстродействием [2].

Схема реверсивного привода для несимметричных нагрузок [38], разработанная В. С. Яковлевым, приведена на рис. 30, *б*. В отличие от схемы рис. 30, *а* один из *ДН* заменен конденсатором. Когда *ДН* полностью подмагничен, конденсатор C_1 подключается параллельно одной из обмоток двигателя, а конденсатор C_2 — к сети.

* Схема разработана канд. техн. наук А. И. Адаменко.

Если же *ДН* не подмагничен, то конденсаторы C_1 и C_2, соединенные последовательно, подключаются параллельно другой обмотке двигателя и направление вращения двигателя изменяется на противоположное. При некотором промежуточном значении подмагничивания *ДН* можно получить скорость двигателя, равную нулю.

В рассматриваемой схеме конденсатор C_1 выбирается из условия получения фазового сдвига между токами в обмотках двигателя, близкого к $\pi/2$. Поэтому при отсутствии подмагничивания *ДН* фазовый сдвиг между токами меньше $\pi/2$, т. е. двигатель в этой схеме развивает неодинаковые моменты для обоих направлений вращения. С увеличением емкости C_1 эта несимметрия уменьшается, однако увеличивается максимальный ток через *ДН*.

Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с динамическим торможением. Во многих следящих системах с исполнительными двухфазными двигателями инерционность систем велика, а демпфирование — мало. Это приводит либо к неустойчивости системы, либо к плохому качеству переходного процесса (перерегулированию). Для улучшения качества регулирования создают дополнительный тормозной момент, который имеет максимальную величину при малых сигналах рассогласования и минимальную — при больших. Это объясняется тем, что при малых сигналах рассогласования, имеющих место вблизи точки равновесия следящей системы, необходимо интенсивное демпфирование во избежание так называемого перерегулирования (т. е. проскакивания системы через положение равновесия).

Системы такого типа дают возможность, кроме того, синтезировать управление, близкое к оптимальному [6].

Реверсивная схема управления с динамическим торможением исполнительного двухфазного двигателя, используемая в быстродействующих следящих системах (схема Гейгера) изображена на рис. 31. Одна из обмоток W_1 двигателя подключена через последовательно соединенный фазосдвигающий конденсатор C_1 к сети, а другая — W_2, шунтированная конденсатором C_2, управляется по рассмотренной выше дифференциальной схеме с помощью двух магнитных усилителей *МУI* *МУII*. Эти магнитные усилители имеют внутреннюю положительную обратную связь по току нагрузки (самонасыщение),

которая создается с помощью полупроводниковых вентилей B_1 и B_2. На сердечнике каждого *МУ* намотаны, кроме силовой обмотки $W_{\sim}$, обмотка смещения W_c и обмотка управления W_y. Рабочая точка каждого усилителя выбирается с помощью активного сопротивления R, включенного последовательно с обмоткой смещения. Обмотки управления обоих магнитных усилителей соединены последовательно-согласно и подключены к источнику сигнала управления.

При отсутствии сигнала управления оба усилителя имеют одинаковое подмагничивание, что достигается подбором смещения (сопротивление R). При этом выходной ток, неизменный по направлению, содержит как постоянную, так и переменную составляющие четных гармоник, но не содержит переменной составляющей основной частоты питания. Величина выходного тока в этом режиме устанавливается также с помощью сопротивления R. Наличие постоянной составляющей и тока двойной частоты обусловлено тем, что нагрузка включена в диагональ двухполупериодного выпрямителя, образованного сетевым трансформатором со средней точкой и вентилями B_1 и B_2. Постоянная составляющая выходного тока при нулевом (или малом) управляющем сигнале используется для динамического торможения двигателя. Для увеличения постоянной составляющей тока через обмотку двигателя используется конденсатор C_2, шунтирующий управляемую обмотку двигателя.

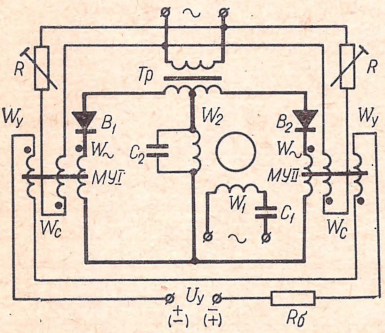

Рис. 31. Схема реверсивного дроссельного управления с динамическим торможением двухфазного асинхронного двигателя (схема Гейгера).

При наличии сигнала управления его поле в одном *МУ* действует согласно с полем обратной связи, а в другом *МУ* — встречно. Это объясняется соответствующим включением обмоток управления магнитных усилителей и вызывает увеличение выходного тока в один полупериод и уменьшение — в другой, что приводит к уве-

личению переменной составляющей тока основной частоты и уменьшению постоянной составляющей. Постоянная составляющая тока не зависит по направлению от знака управляющего сигнала, а первая гармоника тока изменяет на 180° фазу при изменении полярности сигнала управления. Следует отметить, что основная особенность рассматриваемой схемы заключается в том, что чем больше величина постоянной составляющей на выходе, тем меньше величина переменной составляющей, и наоборот. Этот факт определяет достоинства данной схемы.

Однако такая схема управления обладает одним существенным недостатком — трансформацией переменного напряжения в цепь управления, что вызвано согласным включением обоих обмоток управления, соединенных последовательно. В цепи управления наводится э. д. с. частоты сети, средняя величина которой постоянна и не зависит от сигнала управления. В связи с этим отношение числа витков обмотки управления к числу витков силовой обмотки должно выбираться достаточно малым [12]

$$\frac{W_{\text{у}}}{W_{\sim}} = 0{,}01 \div 0{,}1.$$

Кроме того, необходимо последовательно с обмотками управления включать достаточно большое добавочное балластное сопротивление $R_{\text{б}}$ с тем, чтобы наведенная э. д. с. не вызвала значительных токов в цепи управления.

V. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В СХЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

14. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Транзисторы применяются в схемах привода для управления в основном маломощными двухфазными асинхронными двигателями (от долей ватта до десятков ватт). Эти двигатели используются главным образом в качестве исполнительных в маломощных следящих системах. Полупроводниковые схемы управления исполнительными двигателями обеспечивают высокие динамические показатели таких систем.

Схема с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности и выходным трансформатором. На рис. 32, *а* приведена схема управления двухфазным асинхронным двигателем мощностью до 5 *вт* [25, 26]. Сигнал управления подается в виде переменного напряжения с частотой питающей сети. После усиления предварительными усилителями (на рисунке не показанными) сигнал поступает на вход двухтактного полупроводникового усилителя мощности, который работает в режиме класса В. Двухтактный усилитель мощности питает обмотку управления W_2 двигателя. Вторая обмотка W_1 двигателя подключена к сети через фазосдвигающий конденсатор.

При подаче сигнала управления на обмотку входного трансформатора Tp_1 один из транзисторов, например T_1, отпирается на время полупериода, а второй — T_2 — запирается. Через коллекторную цепь транзистора T_1 и одну из первичных обмоток выходного трансформатора Tp_2 начинает протекать ток

$$I_к = \frac{U_к}{R_к},$$

где $U_к$ — напряжение питания постоянного тока;

$R_к$ — сопротивление коллекторной цепи, состоящее из остаточного сопротивления транзистора T_1, омического сопротивления половины первичной обмотки трансформатора Tp_2 и сопротивления $R_{э1}$.

Величина сигнала управления выбирается таким образом, чтобы трансформатор T_1 большую часть полупериода был насыщен и, следовательно, работал в наиболее экономичном ключевом режиме. Рабочая точка транзисторов подбирается с помощью сопротивлений $R, R_{э1}$ и $R_{э2}$.

График изменения коллекторного тока одного из трансформаторов во времени показан на рис. 32, *б*. Коллекторный ток другого транзистора изменяется во времени аналогично, но сдвинут на полупериод.

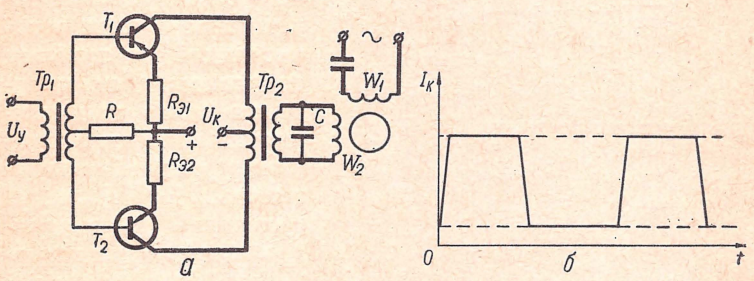

Рис. 32. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности и выходным трансформатором (*а*) и график изменения коллекторного тока транзистора (*б*).

Следовательно, во вторичной обмотке трансформатора Tp_2 индуктируется переменное напряжение, частота и фаза которого определяются частотой и фазой сигнала управления. При изменении фазы сигнала управления на противоположную изменится также фаза выходного напряжения и двигатель начнет вращаться в другую сторону.

К вторичной обмотке выходного трансформатора необходимо обязательно подключить конденсатор C для компенсации индуктивного сопротивления обмотки двигателя. В противном случае в результате перенапряжений, которые возникают при отклонении транзисторов, они могут выйти из строя. Конденсатор C, кроме того, улучшает форму выходного напряжения. Величина емкости этого конденсатора приближенно определяется по формуле

$$C \approx \frac{10^6}{2\pi f X} \text{ мкф},$$

где f — частота сигнала управления, равная частоте сети, *гц*;

X — индуктивное сопротивление обмотки управления, *ом*.

Схема с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности и выходным трансформатором, питаемая от сети переменного тока. На рис. 33 показана схема, в которой для питания коллекторных цепей транзисторов T_1 и T_2 (типа П4) используется пульсирующее с удвоенной частотой сети напряжение в виде отрицательной полуволны синусоиды. Для получения этого напряжения используется двухполупериодный выпрямитель без фильтра, состоящий из вторичной обмотки трансформатора *Тр* и вентилей типа *В* (типа Д7). Схема отличается простотой выпрямителя и высоким к. п. д. (более 0,95) при достаточно больших сигналах управления [25, 26]. Это справедливо в том случае, если сигнал управления той же частоты, что и частота питающей сети.

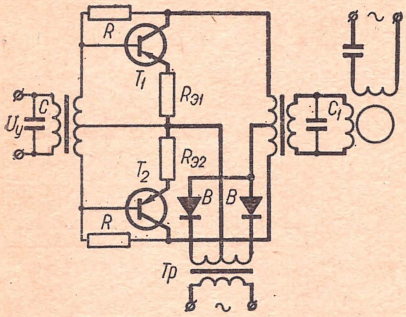

Рис. 33. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем (с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности и выходным трансформатором), питаемая от сети переменного тока.

Рассматриваемая схема была применена для управления двигателем электронного моста ЭМП-200. Отличие от схемы, изображенной на рис. 32, *а*, заключается также в наличии конденсатора $C = 0{,}2 \div 0{,}5$ *мкф* в первичной обмотке входного трансформатора. Подбором этого конденсатора может быть произведена в некоторых пределах регулировка фазы сигнала управления. В остальном работа этой схемы не отличается принципиально от работы схемы, описанной выше.

Данные остальных элементов схемы: сопротивления $R = 3$ *ком*, $R_{э1} = R_{э2} = 1$ *ом*; емкость $C_1 = 2$ *мкф*.

Схема с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности без выходного трансформатора. Рассмотренные

схемы могут быть упрощены за счет выходного трансформатора, если обмотка управления двигателя имеет выведенную среднюю точку (рис. 34). Эта схема работает аналогично схеме, приведенной на рис. 32.

Схема с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности и шунтирующими диодами. Одна из основных особенностей рассмотренных выше схем заключается в том, что для их надежной работы необходимо тщательно подбирать емкость конденсатора, шунтирующего обмотку управления асинхронного двигателя. Эта емкость должна полностью скомпенсировать индуктивное сопротивление обмотки, так что результирующее сопротивление нагрузки транзистора должно быть активным. В противном случае при разрыве цепи с индуктивностью к транзистору прикладывается большое обратное напряжение (порядка сотен и даже тысяч вольт в зависимости от величины индуктивности), что, как правило, приводит к выходу транзистора из строя.

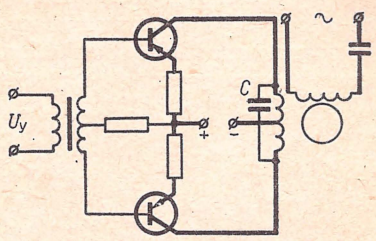

Рис. 34. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем (с двухтактным полупроводниковым усилителем мощности без выходного трансформатора).

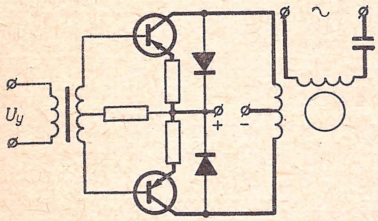

Рис. 35. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем (с двухтактным усилителем мощности и шунтирующими диодами).

Устранить обратные перенапряжения на транзисторах можно также путем их шунтирования диодами (рис. 35) [20]. При отключении одного из транзисторов возникающее перенапряжение прикладывается к цепи, состоящей из половины обмотки управления двигателя, диода, шунтирующего эмиттер-коллекторный переход, и внутреннего сопротивления источника коллекторного питания транзисторов. Поскольку это перенапряжение

прикладывается к диоду в прямом направлении, то падение напряжения на нем невелико (порядка долей или единиц вольт в зависимости от типа диода), т. е. к транзистору прикладывается обратное напряжение такого же порядка.

В рассматриваемой схеме напряжение, приложенное к обмотке управления двигателя, имеет форму, близкую к прямоугольной. Это объясняется, в частности, отсутствием конденсатора, шунтирующего обмотку управления двигателя.

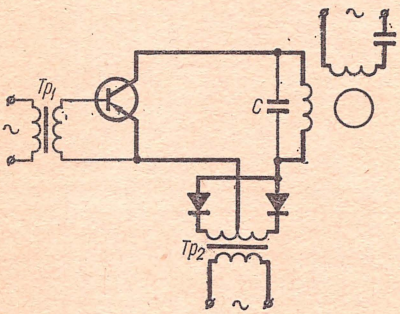

Рис. 36. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем (с однотактным полупроводниковым усилителем мощности).

Применение прямоугольного напряжения для питания двухфазных асинхронных электродвигателей уменьшает крутящий момент на 11% и увеличивает нагрев на 20—25% относительно их номинальных значений при синусоидальном питающем напряжении. Введение конденсатора, шунтирующего обмотку управления двигателя, уменьшает к. п. д. схемы вследствие замедления процесса переключения транзисторов [20].

В остальном данная схема аналогична предыдущим.

Схема с однотактным полупроводниковым усилителем мощности. В приборостроении получает все большее распространение однотактная схема выходного полупроводникового каскада сервоусилителя (рис. 36). Эта схема характеризуется малым рассеянием мощности на коллекторе транзистора, отсутствием выходного трансформатора и тем, что она содержит лишь один транзистор [25].

Сигнал управления подается в виде переменного напряжения с частотой питающей сети на первичную обмотку входного трансформатора $Тр_1$. В течение одного полупериода транзистор отперт, в течение другого — заперт. При отпирании транзистора напряжение источника питания, представляющего двухполупериодный выпрямитель, подается на обмотку управления двигателя. Ток в управляющей обмотке в основном определяется приложенным

напряжением половины вторичной обмотки трансформатора Tp_2 (входной сигнал имеет достаточную величину и падение напряжения на транзисторе почти равно нулю).

При запирании транзистора цепь коллекторного питания оказывается разорванной и напряжение на обмотке управления двигателя определяется при этом переходным процессом в контуре RLC, где R — активное сопротивление обмотки двигателя, L — индуктивность этой обмотки, а C — емкость конденсатора.

Напряжение на управляющей обмотке при запирании транзистора

$$U_y = -\frac{I_0}{\omega_0 C} e^{-bt} \sin \omega_0 t,$$

где I_0 — величина тока в обмотке управления в момент запирания транзистора;

ω_0 — собственная частота контура,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2};$$

b — коэффициент затухания,

$$b = \frac{R}{2L}.$$

Приведенное выражение для U_y необходимо для расчета возможных перенапряжений на транзисторе при заданной емкости конденсатора C.

При изменении фазы сигнала управления на обратную фаза напряжения на обмотке управления также изменяется на обратную и двигатель реверсирует.

Отметим, что наилучшие энергетические показатели получаются тогда, когда сигнал управления, совпадающий по фазе с напряжением одной из половин вторичной обмотки силового трансформатора Tp_2, имеет достаточную величину, обеспечивая работу транзистора в режиме переключения.

Рассмотренная схема применена для управления асинхронным двигателем общепромышленного типа РД-09, который использован в серийном миниатюрном автокомпенсационном приборе. Для коммутации был взят транзистор

типа П203. При этом, чтобы согласовать двигатель с транзистором и получить режим работы, близкий к номинальному, потребовалось разъединить четыре последовательно включенные полюсные катушки обмотки управления и соединить их параллельно. Оптимальной оказалась емкость в обмотке управления, равная 10 *мкф*.

Схема с однотактным полупроводниковым усилителем мощности и шунтирующим диодом. В этой схеме отсутствует конденсатор, шунтирующий обмотку управления двигателя (рис. 37). Поскольку сопротивление цепи управления является в этом случае индуктивным, то для предотвращения обратных перенапряжений при отключении транзистора к нему подсоединен диод, шунтирующий эмиттер-коллекторный переход транзистора.

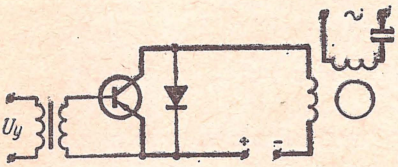

Рис. 37. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем (с однотактным полупроводниковым усилителем мощности и шунтирующим диодом).

В остальном работа схемы аналогична предыдущей. В качестве источника коллекторного питания может быть применен либо источник постоянного тока (20—40 *в*), либо двухполупериодный выпрямитель (без фильтра) сетевого напряжения, частота которого совпадает с частотой сигнала управления.

15. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ НА ТИРИСТОРАХ

Тиристоры можно применять для регулирования скорости двух- или трехфазных двигателей по любой из рассмотренных выше схем дроссельного управления (см. рис. 28—30). Коммутация и регулирование скорости асинхронных двигателей при помощи тиристоров, включенных непосредственно в цепь статора, дают возможность существенно уменьшить габариты и вес устройства управления по сравнению с аналогичными схемами, в которых используются дроссели насыщения. При этом тиристоры включаются в цепь статора вместо дросселей

насыщения либо встречно-параллельно, либо в диагональ вентильного моста (рис. 38).

Такие схемы включения удобны для защиты тиристоров от перенапряжения при коммутировании индуктивной нагрузки. Действительно, если тиристоры включены встречно-параллельно, то при любом перенапряжении один из них отпирается по своей диодной характеристике, так что все перенапряжение падает на нагрузке. Этим самым другой тиристор защищен от перенапряжения обратной полярности. При мостовой схеме включения тиристоров возможно только превышение напряжения прямой полярности, что приводит к их отпиранию и увеличению падения напряжения на нагрузке [5, 40, 43].

Однако при этом подвержены перенапряжению выпрямители вентильного моста, так что должны быть предусмотрены меры для защиты неуправляемых диодов. В частности, необходимо выбирать их на возможно большое номинальное напряжение и соединять диоды последовательно в одном плече с включением шунтирующих сопротивлений.

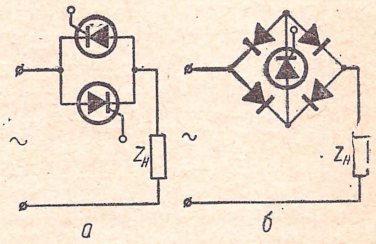

Рис. 38. Схемы включения тиристора в цепь переменного тока: *а* — встречно-параллельная; *б* — мостовая.

Схемы включения тиристоров, изображенные на рис. 44, требуют сравнительно большого числа силовых элементов на фазу — по два тиристора или один тиристор и четыре неуправляемых диода. Возможно осуществить схемы управления двигателями, в которых использованы один тиристор и один неуправляемый диод или один тиристор и один дроссель насыщения на фазу. Эти схемы приведены ниже (рис. 39—44).

При включении тиристоров особое внимание следует уделять электрической развязке цепей управления, что достигается, например, использованием для управления тиристорами многообмоточных трансформаторов [11, 39].

Схема управления трехфазными асинхронными двигателями

Схема со встречно-параллельным включением тиристора и неуправляемого диода. В схеме управления трехфазным асинхронным двигателем (рис. 39) используются три тиристора и три неуправляемых диода, включенных встречно-параллельно в цепь статора двигателя [17].

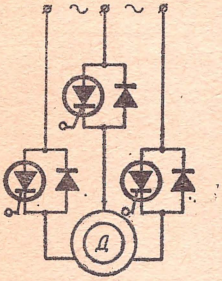

Рис. 39. Схема управления асинхронным трехфазным двигателем со встречно-параллельным включением тиристора и неуправляемого диода.

При отсутствии сигнала управления и запертых трех тиристорах, три неуправляемых диода также будут запертыми в течение всего периода напряжения питания, так как нулевая точка схемы изолирована. При этом величина напряжения на статоре двигателя близка к нулю. Когда сигнал управления полностью открывает тиристоры (открыты в течение соответствующего полупериода напряжения питания), напряжение на статоре двигателя практически равно напряжению сети. При изменении интервала проводимости тиристоров от нуля до полупериода частоты питания одновременно в тех же пределах изменяется интервал проводимости неуправляемых вентилей. Соответственно изменяется и величина напряжения первой гармоники на статоре двигателя.

Таким образом, схема обеспечивает непрерывное изменение напряжения на статоре двигателя практически от нуля до напряжения сети.

Как и в схемах с шестью тиристорами (по два на фазу), при симметричной подаче управляющего сигнала (моменты открытия *УД* сдвинуты строго на 120 *эл. град*) постоянная составляющая тока в обмотках статора двигателя будет равна нулю во всех режимах работы.

Следует отметить, что ток нагрузки содержит четные гармоники. Поскольку нулевая точка схемы изолирована, постоянная составляющая и все гармоники фазного тока, кратные трем, равны нулю. Режим работы двигателя определяется практически лишь величинами первой

и второй гармоник. В режиме полного открытия управляемых диодов форма тока нагрузки не искажается.

Максимальная величина прямого напряжения на запертых тиристорах равна амплитудному значению линейного напряжения сети. Наибольшая величина среднего значения прямого тока через открытый тиристор равна половине среднего значения тока нагрузки. Обратное напряжение на тиристорах в рассматриваемой схеме всегда близко к нулю. Таким образом, тиристор выбирается из условий:

$$U_{\text{доп}} \leqslant \sqrt{2}U_{\text{л}};\ I_{\text{доп}} \leqslant \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{ном}} \approx 0{,}45 I_{\text{ном}},$$

где $U_{\text{л}}$ — линейное напряжение сети;

$I_{\text{ном}}$ — номинальный ток фазы статора.

Схема с соединением тиристоров в треугольник. Другой вариант симметричной схемы управления трехфазным асинхронным двигателем приведен на рис. 40. В схеме используются три тиристора, включенные в треугольник [17]. Когда все они заперты, напряжение на статоре двигателя близко к нулю. Если сигнал управления обеспечивает открытие каждого тиристора в течение всего интервала проводимости, точки *a*, *b* и *c* имеют одинаковый потенциал в течение всего периода частоты питания и, следовательно, напряжение на двигателе равно напряжению сети.

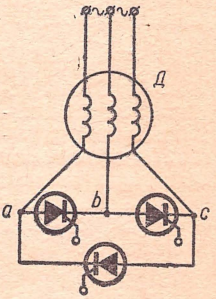

Рис. 40. Схема управления асинхронным трехфазным двигателем с соединением тиристоров в треугольник.

При непрерывном изменении угла включения напряжение на статоре двигателя непрерывно изменяется в пределах от нуля до напряжения сети. При этом ток нагрузки, как и в предыдущей схеме, содержит в основном первую и вторую гармоники.

Максимальная величина прямого и обратного напряжений на запертых тиристорах равна амплитудному значению линейного напряжения сети. Тиристоры в данной схеме выбираются из условий:

$$U_{\text{доп}} \leqslant \sqrt{2}U_{\text{л}},$$
$$I_{\text{доп}} \leqslant 0{,}675 I_{\text{ном}}.$$

Таким образом, в рассматриваемой схеме номинальный ток тиристора в 1,5 раза превышает аналогичную величину для схемы, показанной на рис. 39. Другим недостатком является наличие обратного напряжения на тиристорах. Преимущество рассматриваемой схемы заключается в меньшем числе силовых элементов.

Схема с параллельным включением тиристора и дросселя. В некоторых случаях (например, в приводах малой мощности) для двухполупериодного коммутирования цепи переменного тока целесообразно включать тиристор параллельно с дросселем, выполненным на сердечнике из материала 50НП с явно выраженным насыщением [17]. При таком включении изменение угла «зажигания» тиристора автоматически приводит к одинаковому изменению угла насыщения дросселя в полупериод напряжения сети, когда тиристор заперт. Габариты и вес дросселя при этом по крайней мере в два раза меньше габарита и веса магнитного усилителя той же выходной мощности.

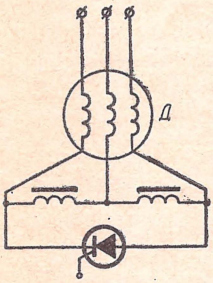

Рис. 41. Схема управления асинхронным трехфазным двигателем с параллельным включением тиристора и дросселя насыщения.

Примером практического применения такого включения тиристора является нереверсивная схема управления трехфазным асинхронным двигателем (рис. 41). Когда тиристор заперт, дроссели находятся в режиме х. х. и напряжение на нагрузке близко к нулю. При полностью открытом тиристоре оба дросселя оказываются насыщенными и напряжение на двигателе становится максимальным. При этом действующее значение тока через дроссель

$$I_{дн} \approx 0{,}9 I_{ном}.$$

Максимальное напряжение на ненасыщенном дросселе равно линейному напряжению сети. Таким образом, его габаритная мощность

$$P = 0{,}9 I_{ном} U_{л}.$$

Тиристор выбирается из условий:

$$U_{доп} \leqslant \sqrt{2} U_{л};$$
$$I_{доп} \leqslant 0{,}675 I_{ном},$$

где $U_{доп}$ — допустимое значение как прямого, так и обратного напряжений на тиристоре.

Трехфазную схему со встречно-параллельным включением тиристора и неуправляемого диода целесообразно использовать в устройствах, требующих повышенной надежности. Схема с соединением тиристоров в треугольник дает возможность создать устройство с минимальными габаритами и весом. Использование схем с совместным включением тиристоров и дросселей насыщения целесообразно в сервоприводах малой мощности и при повышенной частоте напряжения питания.

Схемы управления двухфазными асинхронными двигателями

Схема с параллельным включением тиристора и дросселя насыщения. Использование параллельного включения дросселя с тиристором дает возможность также построить реверсивные схемы управления двухфазными асинхронными двигателями [17].

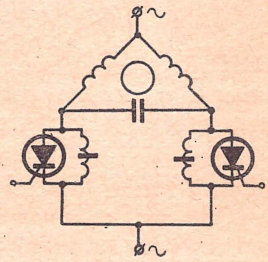

Рис. 42. Схема управления двухфазным асинхронным двигателем с параллельным включением тиристора и дросселя насыщения.

Мостовая реверсивная схема управления двухфазным асинхронным двигателем с симметричными обмотками приведена на рис. 42. Если тиристоры заперты, то в течение всего периода напряжения питания напряжение на обмотках двигателя равно нулю. При изменении угла «зажигания» тиристора изменяется также угол насыщения дросселя, что приводит к соответствующему изменению напряжения на обмотке двигателя.

При оптимальных соотношениях, когда $\cos\varphi$ обмотки двигателя равен 0,707, а реактивное сопротивление фазосдвигающего конденсатора равно удвоенному реактивному сопротивлению обмотки двигателя, напряжение на запертом тиристоре в $\sqrt{2}$ раз превышает напряжение сети, а величина среднего значения тока, протекающего через открытый тиристор, в $\sqrt{2}$ раз меньше тока обмотки

двигателя [1, 12]. Таким образом, тиристор выбирается из условий:

$$U_{\text{доп}} \leqslant 2U_{\text{с}};$$

$$I_{\text{доп}} \leqslant \frac{2}{\pi} I_{\text{ном}} \approx 0{,}64 I_{\text{ном}},$$

где $U_{\text{с}}$ — действующее значение напряжения сети;

$U_{\text{доп}}$ — допустимое значение прямого и обратного напряжений тиристора;

$I_{\text{ном}}$ — действующее значение номинального тока обмотки двигателя.

При тех же условиях действующее значение тока, протекающего через насыщенный дроссель, равно действующему значению тока обмотки двигателя, а напряжение на ненасыщенном дросселе в $\sqrt{2}$ раз выше напряжения сети. При этом габаритная мощность дросселя насыщения

$$P = \sqrt{2} U_{\text{с}} I_{\text{ном}}.$$

Габариты и вес дросселей насыщения в рассматриваемой схеме по крайней мере в два раза меньше габаритов и веса дросселей в аналогичной схеме, выполненной на магнитных усилителях с самонасыщением. Параметры схемы: двигатель с полым немагнитным ротором мощностью 70 *вт*, напряжением 110 *в*, 500 *гц*; тиристоры на 240 *в*, 2 *а*; конденсатор емкостью 3 *мкф*; дроссели — материал сердечника 50 НП, число витков 950.

Схема с двумя последовательно соединенными трансформаторами, зашунтированными тиристорами. Рассмотрим схему реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с помощью тиристоров [18]. Одна обмотка двигателя подсоединена к сети через фазосдвигающий конденсатор, а другая — с помощью двух трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$. Первичные обмотки этих трансформаторов включены последовательно-согласно, а вторичные — последовательно-встречно, при этом вторичная обмотка каждого трансформатора зашунтирована тиристором (рис. 43). Такое включение тиристоров обеспечивает повышение быстродействия.

Если тиристоры заперты, а оба трансформатора идентичны, то напряжение на обмотке управления двигателя равняется нулю. Регулирование амплитуды и фазы на-

пряжения на обмотке двигателя осуществляется изменением угла зажигания обоих тиристоров. Главная особенность рассматриваемой схемы заключается в том, что при реверсировании двигателя (выключении одного из тиристоров) не происходит разрыва цепи обмотки двигателя, т. е. не возникают перенапряжения.

Схема, изображенная на рис. 43, работает следующим образом. При отпирании, например, тиристора $УД_1$, шунтируется вторичная обмотка трансформатора $Тр_1$ на время, определяемое углом зажигания $УД_1$, так что к двигателю фактически прикладывается выходное напряжение трансформатора $Тр_2$. Изменяя угол зажигания $УД_1$, можно регулировать эффективное значение напряжения на обмотке управления двигателя. Реверсирование двигателя происходит при отпирании тиристора $УД_2$ и соответственно при запирании $УД_1$. Быстродействие устройства определяется временем перемагничивания сердечника трансформатора в цепи переменного тока (полупериод питающего напряжения).

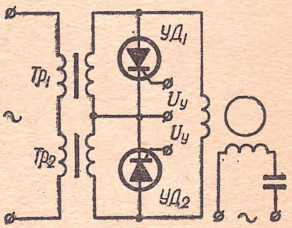

Рис. 43. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с применением двух последовательно соединенных трансформаторов, зашунтированных тиристорами.

Схема привода, выполненная на тиристорах и сериесных трансформаторах *. На рис. 44 приведена схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем типа 2АСМ-400 с применением тиристоров и сериесных трансформаторов [5, 9]. Схема предназначена для применения в релейных системах трехпозиционного автоматического регулирования.

Обмотки двухфазного асинхронного двигателя подсоединены одним концом к сети непосредственно, а другим — через сериесные трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$. Во вторичные обмотки этих трансформаторов через вентильные мосты $В_1$ и $В_2$ включены тиристоры $УД_1$ и $УД_2$. Сигналы управления на них подаются от полупровод-

---

* Схема привода разработана инж. Л. М. Бойчуком совместно с канд. техн. наук Н. В. Подола в лаборатории автоматики Института электросварки АН УССР им. Е. О. Патона.

никовой схемы, состоящей из предварительного усилителя, собранного на двух транзисторах T_1 и T_2 типа П13, и двух несимметричных триггеров (триггеров Шмитта), собранных на полупроводниковых тиристорах $T_3 - T_6$

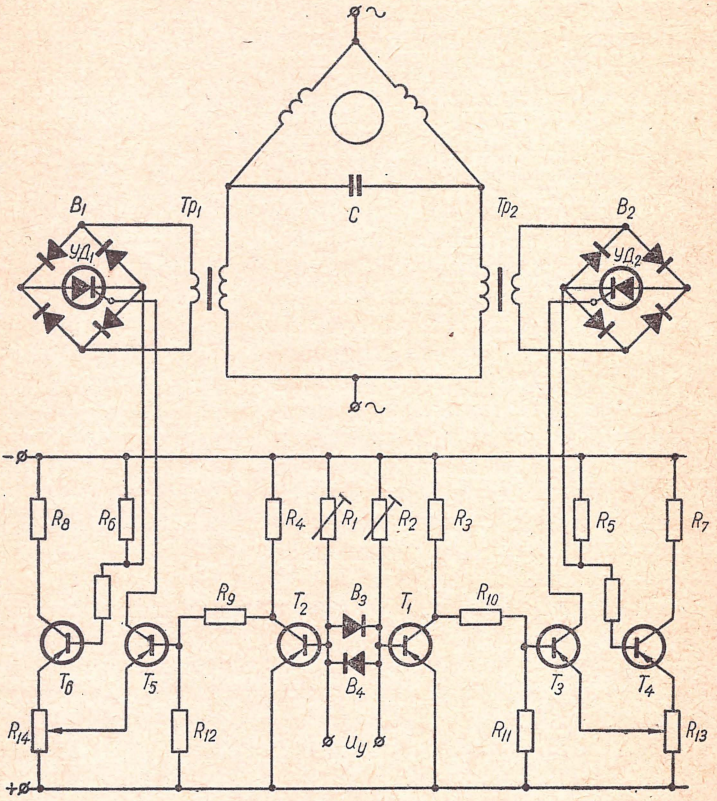

Рис. 44. Схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с применением тиристоров и сериесных трансформаторов.

типа П16. В коллекторные цепи одного из тиристоров каждого триггера включены цепи управления тиристоров. Вентили B_3 и B_4 типа Д7Ж шунтируют вход предварительного усилителя при напряжении сигнала управления, превосходящем 0,2—0,3 *в*. Предварительный усилитель

необходим для усиления напряжения сигнала управления до величины, достаточной для срабатывания триггеров. Напряжение срабатывания триггеров Шмитта, как известно, определяется их параметрами. Так, порог срабатывания каждого триггера, а следовательно, и зона нечувствительности системы эффективно изменяются с помощью переменных эмиттерных сопротивлений R_{13} и R_{14}. В целом вся полупроводниковая схема управления представляет собой не что иное, как трехпозиционное бесконтактное реле с регулируемой зоной нечувствительности.

Для управления двигателем использованы тиристоры с номинальным напряжением 50 *в* и номинальным током 2 *а*. Данные сериесных трансформаторов: сердечник набран из трансформаторной стали марки Э42; пластины — Ш - 25; толщина набора — 6 *см*; первичная обмотка — 200 витков из провода марки ПЭВ диаметром 0,96 *мм*; вторичная — 600 витков из провода марки ПЭВ диаметром 0,44 *мм*. Данные сопротивлений: $R_1 = R_2 = 68$ *ком*, $R_3 = R_4 = 2{,}4$ *ком*; $R_5 = R_6 = 4{,}3$ *ком*; $R_7 = R_8 = 750$ *ом*; $R_9 = R_{10} = 12$ *ком*; $R_{11} = R_{12} = 12$ *ком*; $R_{13} = R_{14} = 470$ *ом*; напряжение питания коллекторных цепей полупроводниковой схемы составляет 20 *в*; величина емкости фазосдвигающего конденсатора 10 *мкф*.

Если величина входного сигнала больше зоны нечувствительности рассмотренного выше полупроводникового реле, то в зависимости от его полярности срабатывает один из триггеров, т. е. отпирается тиристор $УД_1$ или $УД_2$. При этом шунтируется вторичная обмотка соответствующего сериесного трансформатора, его сопротивление резко падает и напряжение сети почти полностью прикладывается к одной из обмоток управления двигателя. Другая обмотка управления оказывается присоединенной к сети через фазосдвигающий конденсатор. При этом двигатель вращается в направлении, которое определяется полярностью входного сигнала. Если величина входного сигнала находится в пределах зоны нечувствительности, то ни один из триггеров не срабатывает, тиристоры заперты, а обе обмотки двигателя оказываются подсоединенными к сети через одинаковые и большие по величине сопротивления первичных обмоток сериесных трансформаторов. Токи в обмотках двигателя при этом равны по величине и совпадают по фазе, так что двигатель не вращается.

Рассмотренная схема наиболее эффективна для использования в качестве исполнительного элемента быстродействующих следящих систем.

Эффективным методом повышения быстродействия и качества трехпозиционного регулирования является торможение исполнительного двигателя в зоне нечувствительности [6—9]. Наиболее просто осуществляется динамическое торможение исполнительного двигателя. При использовании для управления исполнительным двигателем бесконтактных элементов (дросселя насыщения,

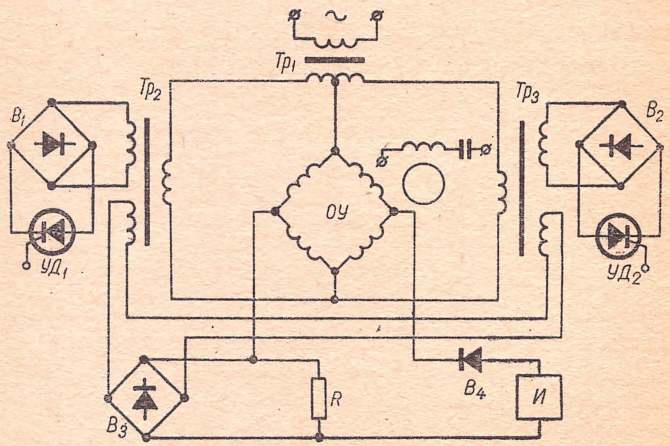

Рис. 45. Дифференциальная схема реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с автоматическим осуществлением динамического торможения.

транзисторы, тиристоры) необходимо для выполнения системы регулирования, полностью бесконтактной, чтобы и устройство динамического торможения исполнительного двигателя не содержало контактных элементов.

Схемы бесконтактных устройств для динамического торможения асинхронных двухфазных электродвигателей дают возможность также реверсировать двигатели.

Схема устройства динамического торможения двухфазного асинхронного двигателя, управляемого с помощью тиристоров [7, 10]. Секционированная обмотка управления *ОУ* двигателя подключена к средней точке вторичной обмотки питающего трансформатора $Тр_1$ и к общей точке первичных обмоток сериесных (согласующих) транс-

форматоров $Тр_2$ и $Тр_3$ (рис. 45). Вторичные обмотки этих трансформаторов замкнуты на тиристоры $УД_1$ и $УД_2$, включенные в диагонали выпрямительных мостов $В_1$ и $В_2$. Сериесные трансформаторы имеют дополнительные обмотки, которые соединены последовательно и встречно и подключены к двухполупериодному выпрямителю $В_3$. Выход этого выпрямителя включен в контур динамического торможения, образованный обмоткой управления двигателя, вентилем $В_4$, источником постоянного (опорного) напряжения $И$, называемым в дальнейшем опорным источником, и сопротивлением R.

Когда оба тиристора заперты, т. е. сигнал управления отсутствует, напряжение на управляющей обмотке двигателя равно нулю и он неподвижен. При этом на дополнительных обмотках согласующих трансформаторов напряжения равны и противоположны по фазе, вследствие чего напряжение на выходе выпрямителя $В_3$ равно нулю. В контуре динамического торможения действует только постоянное напряжение опорного источника, вентиль $В_4$ открыт и через обмотку управления двигателя протекает постоянный ток.

При отпирании одного из тиристоров, например $УД_1$, т. е. при наличии сигнала управления, сопротивление трансформатора $Тр_2$ резко падает и напряжение на его дополнительной обмотке снижается до весьма малой величины. Напряжение на дополнительной обмотке трансформатора $Тр_3$, напротив, возрастает и на выходе выпрямителя $В_3$ появляется напряжение, направленное встречно напряжению опорного источника.

Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы при работе устройства в двигательном режиме выполнялось следующее соотношение:

$$U_0 > U_1,$$

где U_0 — напряжение выпрямителя $В_3$ при работе устройства в двигательном режиме;

U_1 — напряжение опорного источника.

При идентичности секций обмотки управления, благодаря свойствам уравновешенного моста, в двигательном режиме переменный ток, а в тормозном режиме постоянный вне мостовой схемы не протекают. Вследствие этого для запирания вентиля $В_4$ падение напряжения на

сопротивлении R должно превышать только напряжение опорного источника.

В результате этого постоянный ток в обмотке управления двигателя прекращается. Вместе с тем, вследствие нарушения равенства сопротивлений согласующих трансформаторов, к обмотке управления двигателя прикладывается переменное напряжение и двигатель приходит во вращение в соответствующем направлении.

При запирании тиристора $УД_1$ переменное напряжение на обмотке управления двигателя становится равным нулю, что приводит к исчезновению вращающего момента. Одновременно восстанавливается равенство напряжений дополнительных обмоток сериесных трансформаторов, напряжение на выходе выпрямителя B_3 падает до нуля, вентиль B_4 отпирается и под действием напряжения опорного источника в обмотке управления двигателя начинает протекать постоянный ток. Двигатель автоматически переходит в режим динамического торможения.

При управлении тиристором $УД_2$ устройство работает аналогично.

Таким образом, в рассматриваемой схеме автоматически осуществляется переход из двигательного режима в режим динамического торможения. Этот переход обеспечивается без дополнительных сигналов управления в функции состояния коммутирующих элементов, управляющих двигателем. Устройство применимо также при использовании в качестве коммутирующих элементов дросселей насыщения. В этом случае в дросселях насыщения должны быть предусмотрены дополнительные обмотки.

Мощность, потребляемая в двигательном режиме сопротивлением R от соответствующего сериесного трансформатора, пропорциональна квадрату падения напряжения на нем и в данной схеме может иметь относительно невысокое значение *. Действительно, напряжение опорного источника в режиме торможения

$$U_1 = i_т (R + r_{обм}),$$

где $i_т$ — ток динамического торможения;
$r_{обм}$ — сопротивление обмотки управления.

* Расчеты выполнены инж. Л. А. Верещагиным (Институт автоматики, Киев).

Падение напряжения на сопротивлении в двигательном режиме

$$U_0 = IR,$$

где I — ток в цепи нагрузки выпрямителя B_3.

Тогда, приняв, что $U_0 = 1{,}1U_1$, получим

$$I = \frac{1{,}1i_т}{R}(R + r_{обм}),$$

т. е. мощность, потребляемая в двигательном режиме от одного из сериесных трансформаторов,

$$P = I^2R = \frac{1{,}21i_т^2}{R}(R + r_{обм})^2. \qquad (39)$$

Для выбора оптимального с точки зрения минимума мощности потерь значения сопротивления R исследуем функцию уравнения (39) на наличии экстремума:

$$\frac{dP}{dR} = 1{,}21i_т^2 - 1{,}21i_т^2 r_{обм}^2 \frac{1}{R^2} = 0.$$

Отсюда $R = r_{обм}$.

Так как

$$\frac{d^2P}{dR^2} > 0,$$

то при $R = r_{обм}$ имеем минимум мощности потерь.

Например, для двигателя с $r_{обм} = 25\,ом$ и $i_т = 0{,}2\,а$ основные параметры схемы имеют следующие значения: $R = 25\,ом$, $U_1 = 10\,в$, $U_0 = 11\,в$, $I = 0{,}44\,а$ и $P_0 = 4{,}84\,вт$.

Для выполнения устройства по схеме рис. 45 требуется либо перемотка обмотки управления двигателя, либо использование двигателя с секционированными обмотками. Например, весьма удобно применять широко распространенный исполнительный двигатель типа Д-32, который представляет собой двухфазный асинхронный электродвигатель с явнополюсным статором, имеющим 8 полюсов с отдельными обмотками (по 4 на фазу).

Схема устройства для динамического торможения двухфазного асинхронного двигателя, включенного по мостовой схеме управления. В этом устройстве функции элемента,

управляющего цепью динамического торможения, выполняет тиристор [8, 10].

Обмотки управления двигателя подсоединяются к источнику переменного напряжения с помощью тиристоров $УД_1$ и $УД_2$, включенных через выпрямительные мосты B_1 и B_2 в цепи вторичных обмоток сериесных трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ (рис. 46, *а*). Динамическое торможение осуществляется с помощью тиристора *УД*, соединенного последовательно с вентилями B_6 и B_7, и ограничительным сопротивлением R. Фазосдвигающий конденсатор C подсоединен к концам обмоток двигателя.

Включаются тиристоры с помощью логической схемы, которая состоит из вентилей B_4 и B_5, подающих напряжение управления в зависимости от его полярности либо на $УД_1$, либо на $УД_2$ (через сопротивления R_1 и R_2). Тиристор динамического торможения *УД* управляется с помощью дифференциальной схемы, состоящей из выпрямительного моста B_3, источника опорного напряжения *И* и ограничительных сопротивлений R_3 и R_4. Цепь управления этого тиристора включена таким образом, что при равенстве напряжений на выходе моста B_3 и источника *И* ток в его цепи управления равен нулю, а при отсутствии напряжения управления он отпирается под действием источника *И* (выходы B_3 и *И* включены последовательно и согласно). Вследствие того, что полярность напряжения на выходе выпрямительного моста B_3 не зависит от полярности сигнала управления, в устройстве достаточно применения одного источника опорного напряжения — *И*.

При наличии на входе устройства напряжения управления полярности, указанной на рис. 46, *а*, через вентиль B_4 и сопротивление R_1 проходит ток и *УД* отпирается. При этом шунтируется вторичная обмотка согласующего трансформатора $Тр_1$ и напряжение сети к обмотке W_1 прикладывается непосредственно, а обмотка W_2 оказывается включенной через фазосдвигающий конденсатор C. Двигатель приходит во вращение. Тиристор *УД* при этом заперт благодаря действию логической схемы управления.

При отсутствии сигнала управления напряжение на выходе моста B_3 равно нулю, через цепь управления тиристора *УД* начинает протекать ток, вызванный опорным источником, и тиристор отпирается. $УД_1$ и $УД_2$

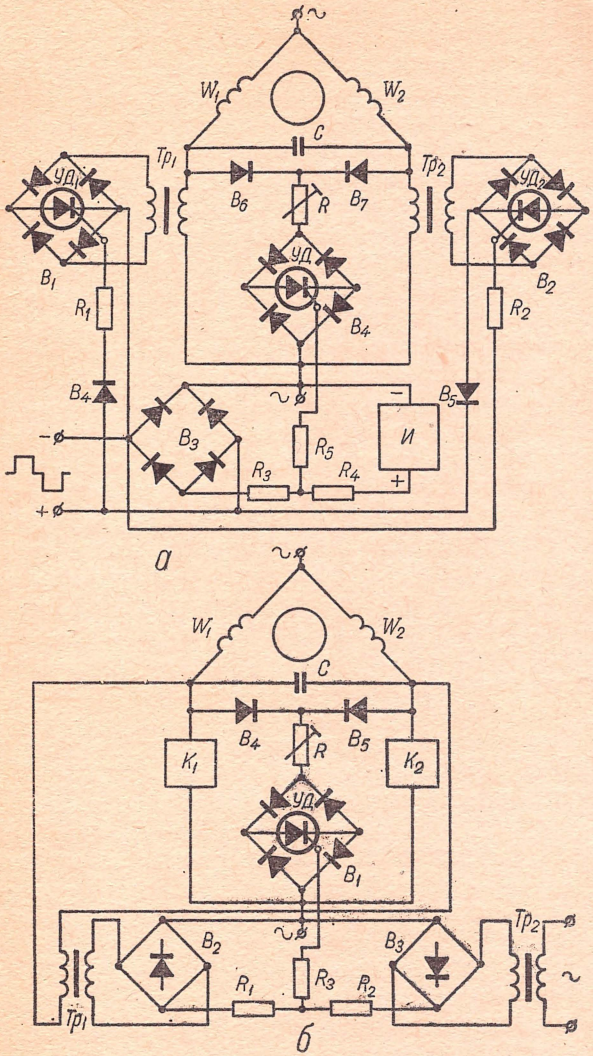

Рис. 46. Мостовые схемы реверсивного управления двухфазным асинхронным двигателем с автоматическим осуществлением динамического торможения,

при этом заперты. При отпирании *УД* через обмотки двигателя протекает выпрямительный ток, вследствие чего осуществляется динамическое торможение двигателя. Для ограничения тока динамического торможения в пределах номинального тока двигателя служит сопротивление R, а для предотвращения шунтирования в двигательном режиме этим сопротивлением фазосдвигающего конденсатора служат вентили B_6 и B_7. При наличии на входе устройства сигнала управления обратной полярности схема работает аналогичным образом. При этом $УД_1$ заперт, а отпирается $УД_2$ и двигатель вращается в обратном направлении.

Устройство по схеме рис. 46, *а* при работе с двухфазным асинхронным двигателем типа ЭДГ-1 даже при малом моменте нагрузки обеспечивает весьма интенсивное торможение. Так, путь торможения двигателя составляет около 4 оборотов, а время торможения — 0,17 *сек* при номинальной скорости двигателя 2800 *об/мин*.

Схема управления двухфазным асинхронным двигателем, реверсируемым с помощью бесконтактных коммутирующих элементов [5]. Динамическое торможение осуществляется при подключении обмоток двигателя к сети через тиристор, который действует в функции напряжения на фазосдвигающем конденсаторе. Благодаря этому бесконтактное динамическое торможение возможно при любом типе коммутирующего элемента, а величина и форма напряжения сигнала управления не влияют на работу цепи динамического торможения.

Обмотки управления двигателя подсоединены к сети через коммутирующие элементы K_1 и K_2 (рис. 46, *б*). Динамическое торможение осуществляется с помощью тиристора *УД*, соединенного последовательно с вентилями B_4 и B_5 и переменным сопротивлением R, с помощью которого устанавливается величина тока динамического торможения. Для увеличения надежности работы при коммутировании индуктивной нагрузки управляемый диод включен в диагональ вентильного моста B_1.

Фазосдвигающий конденсатор подсоединен к диагонали моста, двумя плечами которого являются обмотки двигателя, а двумя другими — коммутирующие элементы K_1 и K_2. Напряжение фазосдвигающего конденсатора C через согласующий трансформатор $Тр_1$ подается на диагональ вентильного моста B_2, выход которого соединен

последовательно с выпрямителем B_3 и сопротивлениями R_1 и R_2. Питание выпрямителя B_3 производится от трансформатора $Тр_2$. Цепь управления тиристора $УД$, содержащая сопротивление R_3, подсоединена таким образом, что при включении одного из коммутирующих элементов, т. е. при вращении двигателя в ту или иную сторону, и, следовательно, при наличии напряжения на конденсаторе C ток в цепи управления $УД$ отсутствует. При отключении обоих управляющих элементов, т. е. в зоне нечувствительности, когда напряжение на конденсаторе C равно нулю, $УД$ отпирается под действием источника B_3 и таким образом автоматически осуществляется динамическое торможение двигателя. Отметим, что сериесный трансформатор $Тр_1$ имеет большой коэффициент трансформации, так как напряжение на конденсаторе порядка сотен вольт, а напряжение в цепи управления $УД$ порядка единиц вольт. Поэтому сопротивление выходной цепи вентильного моста B_2, приведенное к первичной обмотке трансформатора $Тр_1$, составляет настолько большую величину, что его шунтирующим действием на конденсатор C можно пренебречь. Для удовлетворительной работы схемы опорное напряжение, снимаемое с трансформатора $Тр_2$, должно совпадать по фазе с напряжением, снимаемым с трансформатора $Тр_2$.

Рассмотренные выше бесконтактные схемы для динамического торможения асинхронных исполнительных двигателей дают возможность осуществить синтез автоматических следящих систем, близких по быстродействию к оптимальным системам. Бесконтактные схемы динамического торможения конструктивно гораздо проще оптимальных систем, но работа рассмотренных схем возможна только при наличии определенной зоны нечувствительности системы, что для большинства практических задач вполне допустимо. Эксперименты, проведенные с двухфазными асинхронными двигателями типа 2АСМ-400 показали, что даже при малых нагрузках динамическое торможение двигателя, например с помощью схемы, изображенной на рис. 46, *б*, производится за 0,5—1,0 оборота двигателя при номинальной скорости вращения.

1. Авен О. И., Доманицкий С. М., Бесконтактные исполнительные устройства промышленной автоматики. Госэнергоиздат, М., 1960.
2. Адаменко А. И., Реверсивный электропривод, Авторское свидетельство № 121181.
3. Андреев В. П., Сабинин Ю. А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, М., 1963.
4. Бойчук Л. М., Визначення оптимальної напруги мережі для регульованих дросельних приводів змінного струму, «Автоматика», 1962, № 1.
5. Бойчук Л. М., Бесконтактные системы автоматизированного электропривода малой мощности, Изд-во АН УССР, Киев, 1963.
6. Бойчук Л. М., Деякі питання аналізу оптимальних систем автоматичної стабілізації, «Автоматика», 1963, №6.
7. Бойчук Л. М., Подола Н. В., Верещагин Л. А., Устройство для реверсивного управления однофазным асинхронным электродвигателем, Авторское свидетельство № 155853.
8. Бойчук Л. М., Верещагин Л. А., Бесконтактное устройство для управления двухфазным асинхронным двигателем, Авторское свидетельство № 158008.
9. Бойчук Л. М., Подола Н. В., Устройство для автоматической стабилизации напряжения дуги, Авторское свидетельство № 170594.
10. Верещагин Л. А., Бойчук Л. М., Автоматические устройства для динамического торможения асинхронных двухфазных двигателей, «Энергетика и электротехническая промышленность», 1965, № 3.
11. Вешеневский С. Н., Замараев Б. С., Солодухо Я. Ю., Силовые кремниевые управляемые вентили и их применение в электроприводе, Передовой научно-технический и производственный опыт, тема 26-63-62/2, ГОСИНТИ, М., 1963.
12. Гейгер В. А., Схемы магнитных усилителей, Госэнергоиздат, М.—Л., 1959.
13. Голованов А. В., Устройство для регулирования скорости асинхронного двигателя, Авторское свидетельство № 131810.
14. Дубов Л. Я., Прокопенко Л. К., Экспериментальное исследование бесконтактных сельсинов в режиме пово-

ротного трансформатора, «Вестник электропромышленности», 1963, № 5.
15. Ермолин Н. П., Ваганов А. П., Расчет маломощных трансформаторов, Госэнергоиздат, М.—Л., 1957.
16. Здрок А. Г., Параллельная работа полупроводниковых триодов, используемых в схемах регулирования возбуждения электрических машин, Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», «Советское радио», М., 1960.
17. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Применение управляемых диодов в схемах электропривода переменного тока, Передовой научно-технический и производственный опыт, тема Э-62-41/17, ГОСИНТИ, М., 1962.
18. Иванчук Б. Н., Гаршенин В. В., Рувинов Б. Я., Устройство для управления реверсивным однофазным асинхронным двигателем, Авторское свидетельство № 147667.
19. Ивахненко А. Г., Автоматическое регулирование скорости асинхронных двигателей небольшой мощности, Изд-во АН УССР, Киев, 1953.
20. Исаев Э. А., Полупроводниковые преобразователи напряжения, Оборонгиз, М., 1962.
21. Коссов О. А., Последовательное соединение переключающих триодов, «Изв. АН СССР—Энергетика и автоматика», 1960, № 1.
22. Костенко М. П., Пиотровский Л. П., Электрические машины, ч. II, Госэнергоиздат, М.—Л., 1959.
23. Красовский Е. П., Шаповаленко А. Г., Автоматическое управление асинхронными двигателями, «Техніка», 1964.
24. Кулебакин В. С., Устройство для пуска и регулирования скорости вращения асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока, Авторское свидетельство № 113386.
25. Лапидес А. М., К расчету выходного полупроводникового каскада с исполнительным двигателем, «Изв. вузов СССР — Электромеханика», 1964, № 2.
26. Лапидес А. М., Реверсивный двигатель с полупроводниковым усилителем, «Приборостроение», 1961, № 1.
27. Магнитные усилители (рекомендации по выбору параметров), каталог № 3490, ЦИНТИЭПП.
28. Магнитные усилители УМП и блоки промежуточных магнитных усилителей БО, информация № 42 (630) к третьему тому «Каталог электрооборудования», 1962.
29. Ольшванг И. В., Усилитель на полупроводниковых триодах в тиратронном режиме, «Автоматика и телемеханика», 1961, № 4.
30. Павленко Т. Н., Об одном способе улучшения реверсивных схем управления двухфазным асинхронным электродвигателем, «Изв. вузов СССР—Электромеханика», 1963, № 12.
31. Розенблат М. А., Магнитные усилители, т. I, «Советское радио», М., 1960.
32. Россенбаули О. Б., Родин Р. Н., Схемы стабилизации скорости двигателей с использованием трехобмоточного трансформатора, «Автоматика и телемеханика», 1959, № 3.

33. Розов Ю. М., Исследование и усовершенствование дроссельных приводов переменного тока, Автореферат кандидатской диссертации, Киев, КПИ, 1963.
34. Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, Изд. иностр. лит., М., 1957.
35. Тетельбаум Я. І., Напівпровідникові випрямлячі, «Техніка», Київ, 1964.
36. Юдицкий С. Б., Кремниевые управляемые вентили, ЦИНТИЭПП, М., 1963.
37. Юферов Ф. М., Электрические двигатели автоматических устройств, Госэнергоиздат, М.—Л., 1959.
38. Яковлев В. С., Устройство для управления двухфазным асинхронным двигателем, Авторское свидетельство № 125807.
39. Hierholzer F., Linear Power Amplifier using Dynistors or Trinistors, „Communication and Electronics", 1959, № 40.
40. Howell E. K., Protecting SCR's and Silicon Rectifiers, „Control Engineering, 1963, № 12.
41. Shaltung für eine Steuerdrossel mit mindestenz zwei Wicklungen, австрийский патент № 215544.
42. Systeme de commande du courant alternatif a saturation magnetique, французский патент № 1194232.
43. Kienle J. E. SCR application servomotor control for tape handler, „Electron. Design", 1963, № 4.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3

I. Основные элементы бесконтактных схем управления асинхронными электродвигателями 5

1. Магнитные усилители 5
2. Полупроводниковые приборы 11
3. Сериесные трансформаторы 24
4. Бесконтактные сельсины 30

II. Бесконтактные асинхронные электродвигатели для регулирования скорости в широком диапазоне 33

5. Требования к двигателям с широким диапазоном регулирования скорости . 33
6. Двигатель с ротором Шенфера 36
7. Двигатель с индукционным роторным сопротивлением 37

III. Нереверсивные схемы дроссельного управления асинхронными электродвигателями . . 43

8. Схема с обратной связью по скорости 43
9. Схемы с дифференциальными обратными связями по току и напряжению . . 45
10. Схема с последовательно-параллельным включением дросселей насыщения (схема В. С. Кулебакина) 58
11. Схема с нелинейными дифференциальными обратными связями по току и напряжению 61

IV. Реверсивные схемы дроссельного управления асинхронными электродвигателями 63

12. Схемы управления трехфазными двигателями 63
13. Схемы управления двухфазными двигателями 70

V. Использование полупроводниковых приборов в схемах управления асинхронными электродвигателями 80

14. Схемы управления двигателями на транзисторах 80
15. Схемы управления двигателями на тиристорах 86
16. Схемы динамического торможения двигателей на тиристорах 96

Литература 104

Леонид Михайлович Бойчук, инж.,
Юрий Викторович Костенко, инж.

БЕСКОНТАКТНЫЕ СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Редактор издательства инж. *З. В. Божко*
Обложка художника *П. М. Пацалюка*
Художественные редакторы *Б. В. Валуенко*, *И. Т. Лагутин*
Технический редактор *Е. Т. Бабич*
Корректор *С. В. Плюта*

Сдано в набор 14/X 1966 г. Подписано к печати 10/II 1967 г. Формат бумаги 84 x 108$^1/_{32}$. Объем: 3,375 физ. л.; 5,67 усл. л.; 5,61 уч.-изд. л. Тираж 5400. БФ 02021. Цена 31 коп.

Издательство «Техніка», Киев, 4, Пушкинская, 28.

Отпечатано с матриц Книжной ф-ки им. Фрунзе Комитета по печати при Совете Министров УССР, Харьков, Донец-Захаржевская, 6/8, в Книжной типографии «Коммунист» Комитета по печати при Совете Министров УССР, Харьков, Пушкинская, 29. Зак. 039.

31 коп.

ТЕХНІКА